NOVEMBRE-DICEMBRE 1952 - Anno 1 - Num. 6
SUPPLEMENTO AL RADIOCORRIERE - SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
BIMESTRALE

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IN QUESTO NUMERO

LIRE 300

LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

VIA MASSENA, 42-44
TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE

GELOSO ✱ UNDA RADIO ✱ SART ✱ PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA
GARANTITA DA UN MODERNO
LABORATORIO DI RIPARAZIONE
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI

A DUE E TRE VELOCITÀ

W. M. TRI-O-MATIC ✱ DAGE ✱ BSR ✱ PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO

REVERE ✱ WEBSTER ✱ GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

Ing. S. BELOTTI & C. S. A.

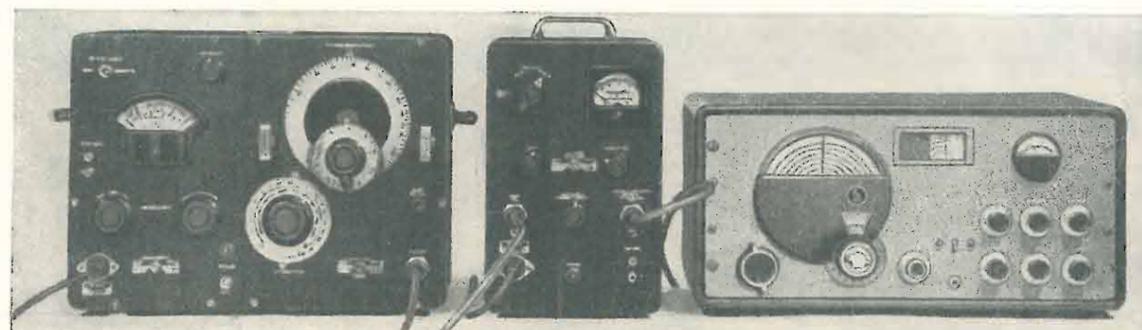
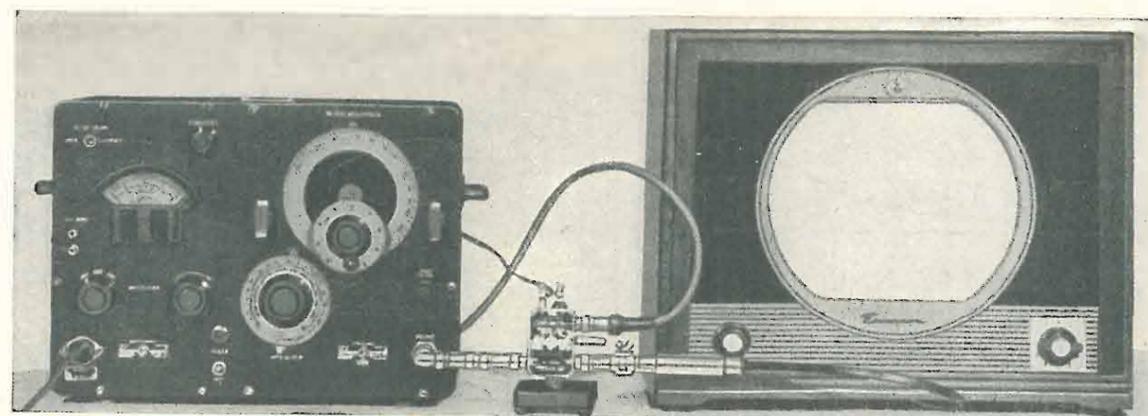
Telegr. { *Ingbelotti* *Milano*

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telef. { 5.20.51 5.20.52 5.20.53 5.20.20

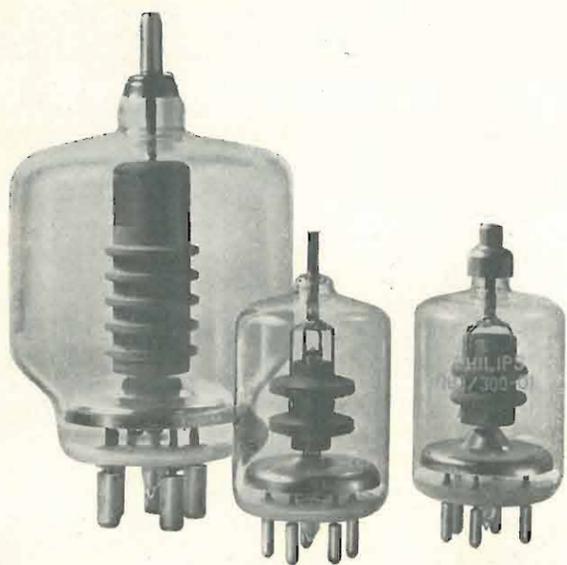
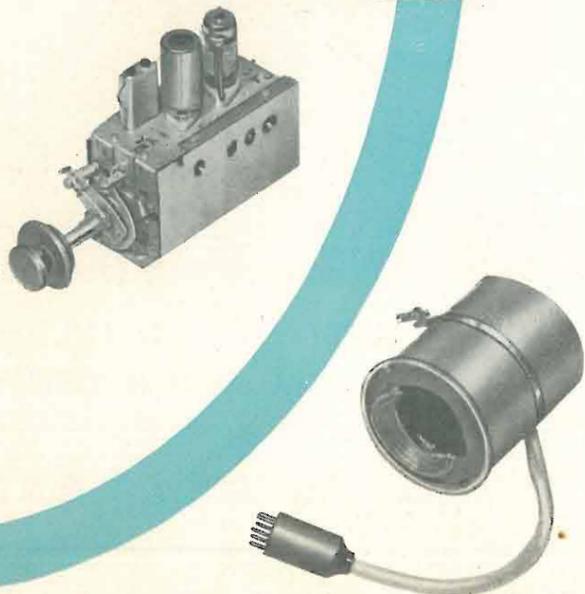
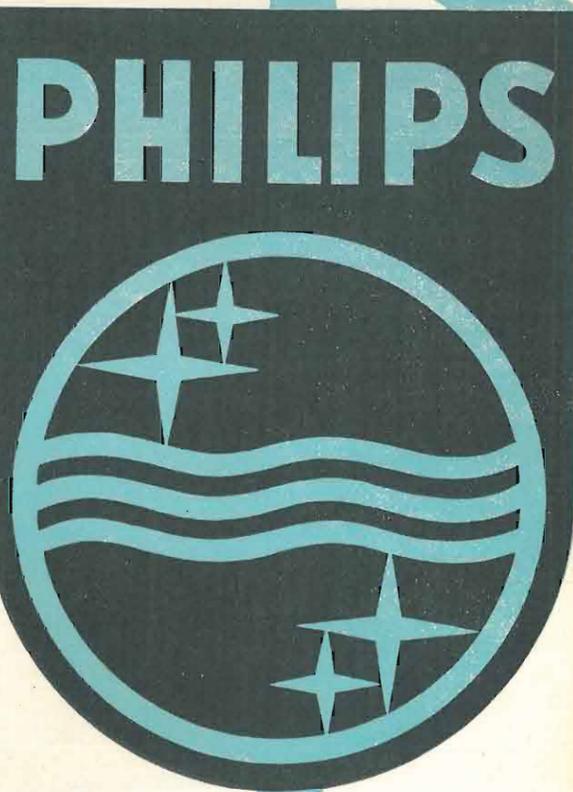
GENOVA	**ROMA**	**NAPOLI**
Via G. D'Annunzio, 1/7	Via del Tritone, 201	Via Medina, 61
Telef. 52.309	Telef. 61.709	Telef. 23.279

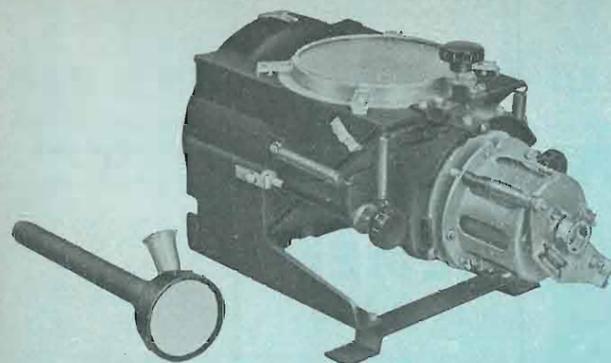
GENERATORE DI SEGNALI CAMPIONE
GENERAL RADIO

Tipo 1021-AU - 250 - 920 Mc
Tipo 1021-AV - 50 - 250 Mc

Il generatore di segnali campione tipo 1021-A e il modulatore di ampiezza tipo 1023-A disposti per prove su radioricevitore

Il generatore di segnali campione tipo 1021-A col modulatore a diodo tipo 1000-P6 disposti per prove su ricevitore televisivo

ANALIZZATORI SUPER-SENSIBILI ✱ MISURATORI DI USCITA ✱ AMPLIFICATORI ✱ OSCILLATORI ✱ GENERATORI SEGNALI CAMPIONE ✱ MONITORI ✱ PONTI PER MISURE C. R. L. ✱ MISURATORI DI LIVELLO DEI SUONI ✱ VOLTMETRI A VALVOLA ✱ STROBOSCOPI ✱ FREQUENZIMETRI ✱ ELEMENTI COASSIALI ✱ OSCILLOGRAFI

LISTINI A RICHIESTA

Valvole riceventi delle serie RIMLOCK, NOVAL e MINIATURA per radioricevitori normali AM/FM, a batteria e per ricevitori di TELEVISIONE.

Tubi trasmittenti per qualsiasi impiego e potenza.

PHILIPS

Cinescopi per TELEVISIONE - Selettori di programmi a 5 canali - Filtri di media frequenza - Parti staccate di sintesi, ecc.

Cinescopi e complessi ottici per televisori a proiezione.

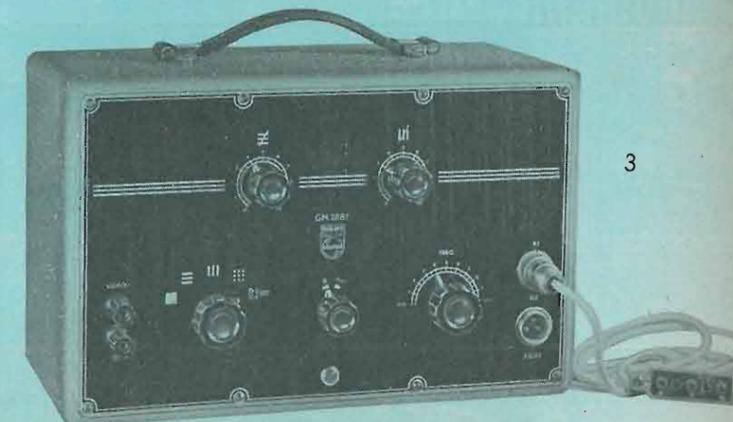
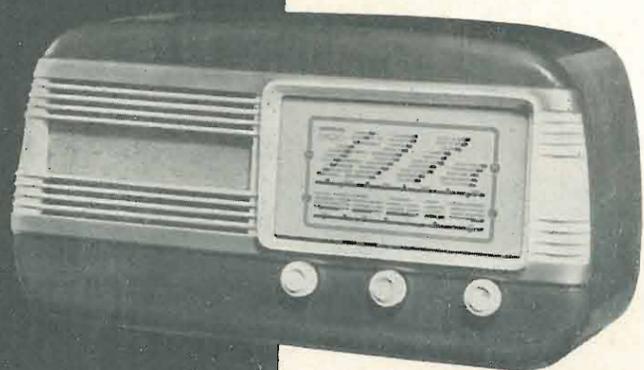
1

L'IMPIEGO DEI PRODOTTI PHILIPS GARANTISCE LA SUPREMAZIA DELLE VOSTRE APPARECCHIATURE

Per raggiungere la massima perfezione nella costruzione di apparecchiature radioelettriche è indispensabile l'impiego di elementi costitutivi di alta qualità. È, inoltre, necessario disporre dei più perfezionati strumenti elettronici per la precisa e sicura valutazione delle grandezze elettriche in gioco. L'esperienza e la tecnica costruttiva PHILIPS, famose in tutto il mondo, garantiscono anche nel campo elettronico l'alta qualità dei suoi prodotti.

(1) Voltmetri e tester elettronici per alte e basse frequenze. - (2) Oscillografi portatili di dimensioni ridottissime. - (3) Generatori di mira e di segnali standard per TV. - (4) Oscillografi da laboratorio a larga banda per lo studio della tecnica degli impulsi in TV.

2

4

3

ELETTRONICA
E TELEVISIONE ITALIANA

NOVEMBRE
DICEMBRE 1952

DA PAGINA 261
A PAGINA 316

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris di Torino: Apparecchiatura per generare segnali di tempo speciali di alta precisione (tipo CCIR), che vengono radiodiffusi una volta alla settimana sulla frequenza portante di 5 MHz.

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA" IN ITALIA COSTA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

Altre pubblicazioni della EDIZIONI RADIO ITALIANA:
RADIOCORRIERE SETTIMANALE DELLA RADIO ITALIANA
L'APPRODO RIVISTA TRIMESTRALE DI LETTERE ED ARTI
I QUADERNI DELLA RADIO RACCOLTA DELLE CONVERSAZIONI DI MAGGIOR INTERESSE TENUTE ALLA RADIO
LA RADIO PER LE SCUOLE ILLUSTRAZIONE DEI PROGRAMMI RADIOSCOLASTICI

MODERNI TRASMETTITORI DI RADIODIFFUSIONE CON MODULAZIONE DI AMPIEZZA

DOTT. ING. GAETANO PARMEGGIANI
della Fabbrica Italiana Magneti Marelli

1. Generalità.

Ripensando allo sviluppo della radiotecnica negli ultimi decenni si può osservare che il ramo riguardante i trasmettitori di radiodiffusione con modulazione di ampiezza non ha subìto trasformazioni molto appariscenti. Tuttavia, se non si sono presentati nuovi ritrovati di primaria importanza, in compenso si sono venute stabilizzando le soluzioni riconosciute migliori al vaglio dell'esperienza e si sono perfezionati vari particolari, in modo che si può affermare che i trasmettitori odierni presentano notevoli vantaggi rispetto a quelli progettati nel periodo prebellico, sotto il punto di vista della prestazione, della sicurezza di esercizio e dell'economia.

Per rendersi conto dello stato attuale di questo ramo della tecnica può essere utile prendere ad esempio alcuni trasmettitori costruiti dalla Magneti Marelli: 100 kW onde corte, di cui due esemplari sono stati forniti alla RAI per il centro di Roma-Prato Smeraldo (fig. 1), 50 kW onde medie di Bari (fig. 2), 25 kW onde medie (fig. 3) di cui due esemplari sono in servizio a Bologna e a Caltanissetta e altri quattro sono in corso di fornitura, 5 kW onde medie (fig. 4) in corso di fornitura ad un ente estero di radiodiffusione.

Gli schemi elettrici di principio di questi trasmettitori sono rappresentati nelle figure 5, 6, 7. In questi schemi si può osservare che in tutti i trasmettitori la modulazione si compie sull'anodo dello stadio finale, seguendo una tendenza ormai generalmente affermatasi. Nei rettificatori di grande potenza si è previsto un diodo di riserva che viene mantenuto costantemente acceso per consentirne la rapida entrata in servizio; inoltre nel trasmettitore 50 kW onde medie la riserva è stata prevista anche per i triodi degli stadi modulatore e finale. Le osservazioni che seguono si riferiscono alle varie sezioni dei trasmettitori.

2. Stadi a radiofrequenza.

In tutti i trasmettitori di cui ci occupiamo, per la generazione delle oscillazioni a radiofrequenza s'impiegano quarzi piezoelettrici contenuti in una custodia termostatica che ha pressapoco l'aspetto di una valvola metallica. Il particolare taglio dei cristalli ha consentito di ottenere un'elevata stabilità di frequenza con mezzi molto semplici. I trasmettitori ad onde medie devono funzionare su di una frequenza fissa, mentre quelli ad onde corte devono prestarsi a rapidi cambi tra frequenze predisposte. Perciò, mentre nei primi si usano due soli quarzi, uno di riserva all'altro, nei trasmettitori 100 kW onde corte si hanno dieci quarzi con un dispositivo per la rapida selezione del quarzo corrispondente alla frequenza di lavoro.

La possibilità di funzionamento su di una larga gamma di frequenze porta diversità nei circuiti a radiofrequenza dei trasmettitori ad onde corte rispetto a quelli ad onde medie.

Per quanto riguarda l'accordo dei circuiti, nei trasmettitori ad onde medie è generalmente variabile con continuità solo il condensatore, mentre dell'induttanza si può scegliere un valore tra alcuni prefissati, con manovre da eseguire all'interno del

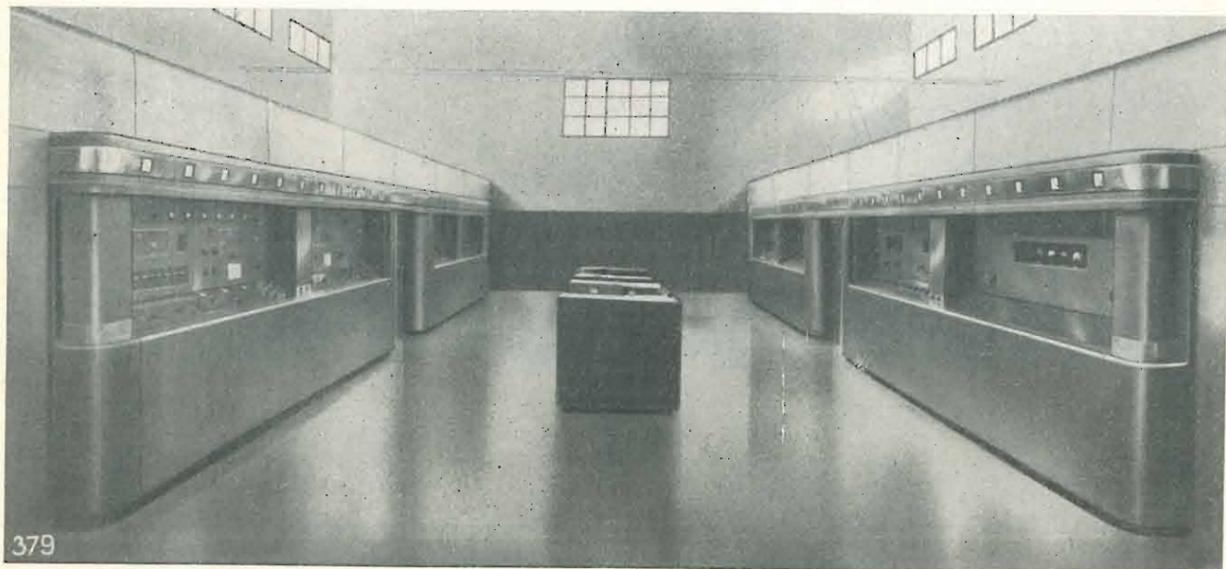



Fig. 1. — I trasmettitori 100 kW ad onde corte di Roma.

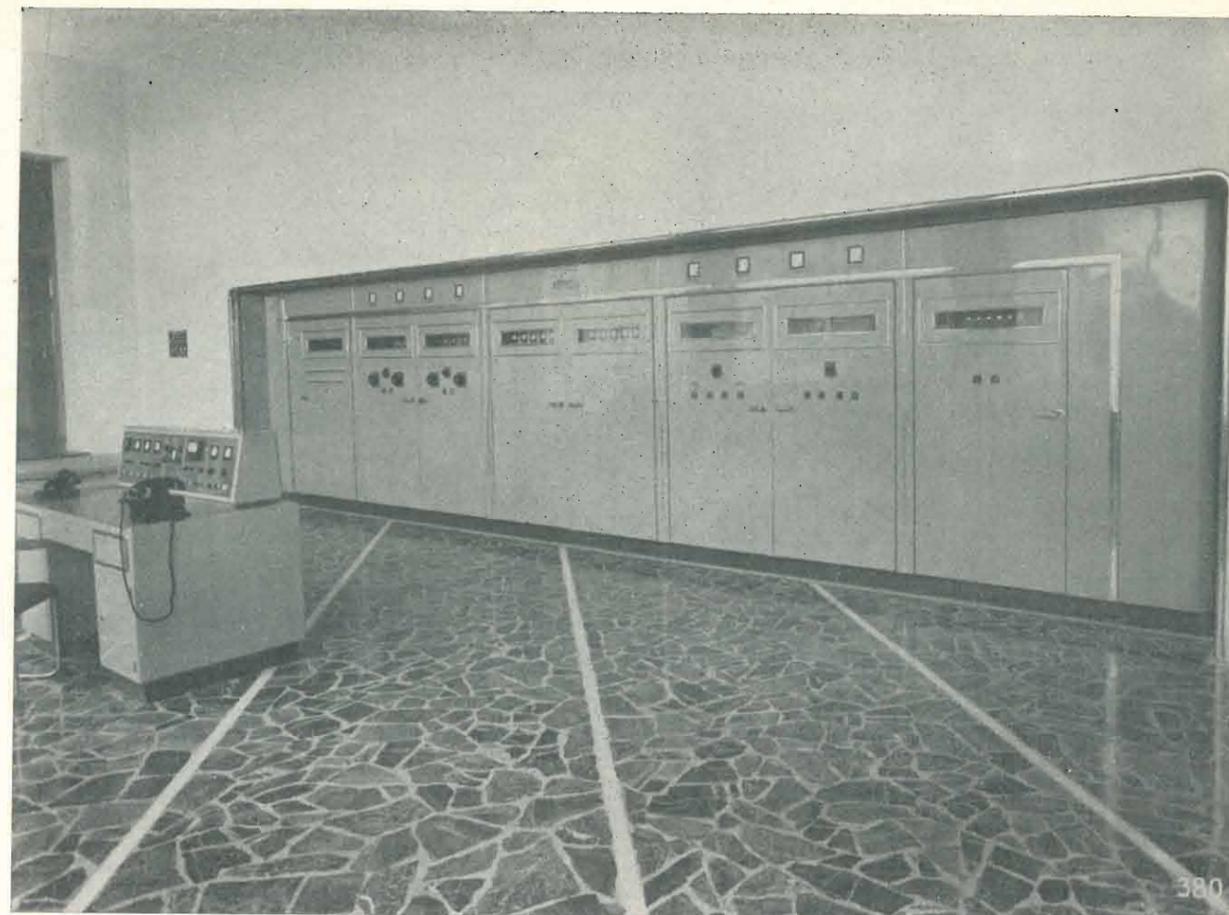



Fig. 2. — Il trasmettitore 50 kW ad onde medie di Bari.

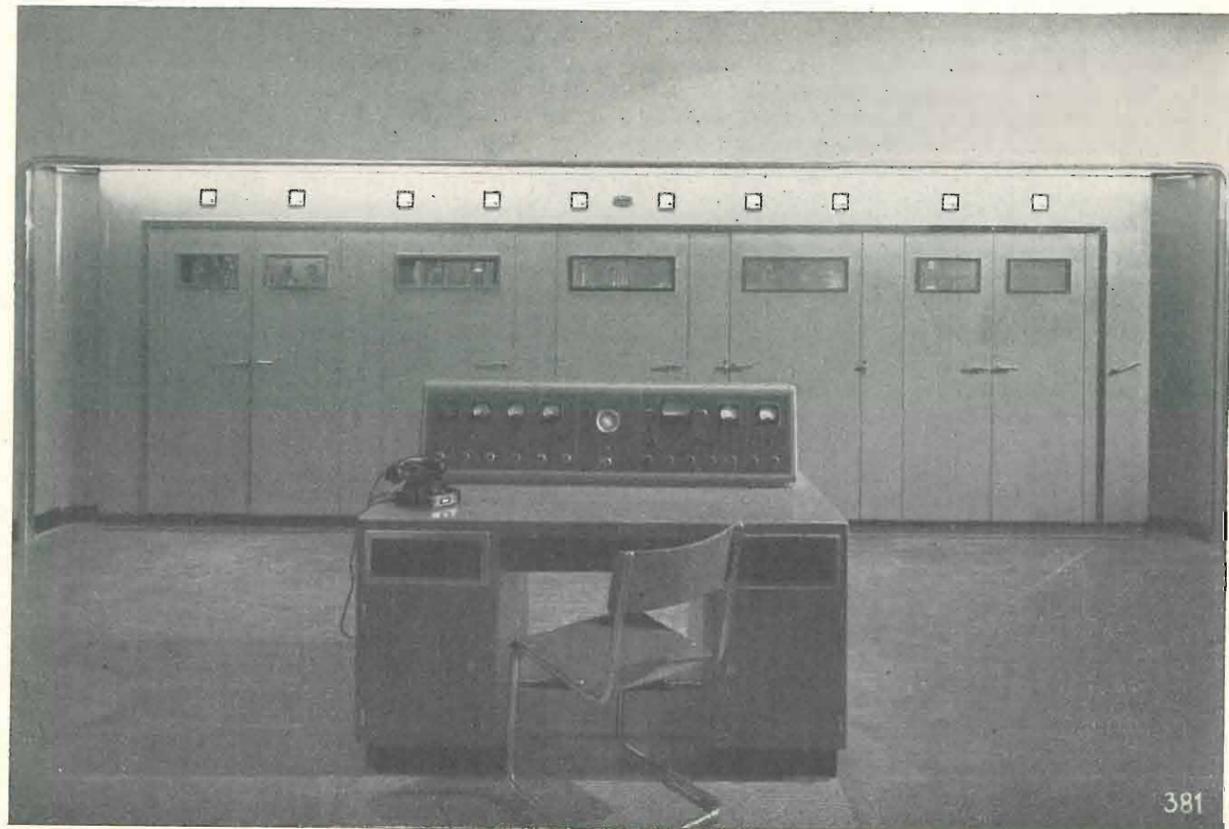



Fig. 3. — Il trasmettitore 25 kW ad onde medie di Bologna.

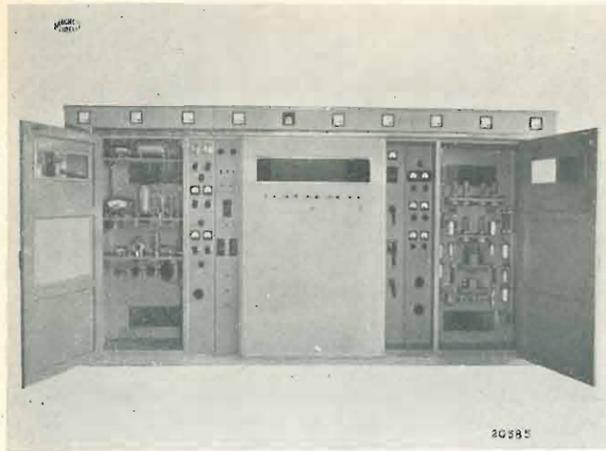



Fig. 4. — Un trasmettitore 5 kW ad onde medie in cantiere.

trasmettitore. Nei trasmettitori ad onde corte, che lavorano su di una gamma ampia, questa soluzione non è conveniente, perchè occorre variare frequentemente entrambi gli elementi reattivi, ed anche l'induttanza deve essere regolabile dall'esterno. In molti casi è preferibile che questa regolazione sia continua, riservando alla capacità una regolazione a salti che consente di ridurne il valore, per le massime frequenze, ad un limite più basso di quello raggiungibile con un comune condensatore variabile.

Nella più recente versione dei trasmettitori 100 kW ad onde corte sono state usate induttanze variabili con continuità in ogni stadio di potenza, eccettuato il finale nel quale, per motivi costruttivi, si sono impiegati un condensatore variabile, con comando esterno a pulsante attraverso un dispositivo elettromeccanico, ed un'induttanza variabile a salti (fig. 9).

Nei trasmettitori ad onde medie si sono usati condensatori variabili, qui senz'altro convenienti, e precisamente, per quanto riguarda gli stadi finali, nei trasmettitori 5 kW e 25 kW (fig. 10) si ha un condensatore ad aria e nel trasmettitore 50 kW un condensatore con dielettrico gassoso compresso (fig. 11).

La neutralizzazione, dove occorre, si compie convenientemente nei trasmettitori ad onda fissa accordando la capacità griglia-anodo sulla frequenza di lavoro mediante un'induttanza posta in parallelo ad essa e bloccando la tensione continua con un adatto condensatore (un esempio di questa disposizione si può vedere nella figura 12). Con questo sistema di neutralizzazione si porta direttamente l'ammettenza tra anodo e griglia ad un valore molto basso, in modo che l'effetto ne divenga trascurabile; la disposizione è molto semplice ma il funzionamento è direttamente legato alla frequenza.

Una neutralizzazione efficace su di una larga banda di frequenza si può ottenere con il ben noto sistema secondo il quale si compensa l'azione mutua fra il circuito d'ingresso ed il circuito d'uscita di uno stadio ponendo l'uno su di una diagonale e l'altro sull'altra diagonale di un ponte equilibrato, del quale un lato è costituito dalla capacità griglia-anodo, se lo stadio non è simmetrico, oppure due lati sono costituiti dalle capacità griglia-anodo se lo stadio è simmetrico. Gli altri lati sono costituiti da altre reattanze, di valore tale da soddisfare alle condizioni d'equilibrio del ponte. Queste condizioni d'equilibrio, ottenute per una frequenza, si manterrebbero per tutte le frequenze della gamma se sui lati si trovassero capacità pure, come farebbe credere quanto per semplicità abbiamo ora detto; le cose in realtà sono notevolmente più complesse, ma con alcuni accorgimenti si può ottenere che l'equilibrio si possa ripristinare entro tutta la gamma con semplici ritocchi.

Fig. 5. — Schema elettrico di principio dei trasmettitori 100 kW ad onde corte.

Fig. 6. — Schema elettrico di principio del trasmettitore 50 kW ad onde medie.

Nei trasmettitori 100 kW onde corte s'impiega la neutralizzazione a ponte in tutti gli stadi con triodi, utilizzando lo schema in controfase che meglio si presta ad ottenere una buona simmetria.

Il circuito d'uscita è costituito nei trasmettitori ad onde medie secondo gli schemi a π; sono noti i vantaggi di questo schema sotto il punto di vista della facilità di regolazione e della soppressione di armoniche, che si può perfezionare con l'aggiunta di un apposito filtro. Di un filtro d'armoniche sono provvisti anche i trasmettitori 100 kW onde corte nei quali l'accoppiamento alla linea d'uscita è ottenuto, nella versione più recente, per via induttiva.

3. Modulatore.

Tutti i trasmettitori di cui ci occupiamo sono modulati sull'anodo dello stadio finale; come si è accennato all'inizio, questa soluzione è ormai adottata per quasi tutti i trasmettitori radiofonici con modulazione d'ampiezza giacchè, superate le difficoltà presentate dalla generazione di grandi potenze a frequenza acustica con buona qualità ed elevato rendimento, risulta preferibile a quella offerta da sistemi di modulazione a basso livello con amplificazione lineare anche ad alto rendimento. Le difficoltà a cui si è accennato si presentano specialmente sul circuito di griglia dello stadio modulatore, nel progetto del trasformatore e dell'impedenza di modulazione e nell'applicazione di un grado elevato di reazione negativa (bibl. 2).

Le difficoltà del primo tipo derivano dalla presenza della corrente di griglia nello stadio modulatore, che nei moderni trasmettitori lavora in classe B ed usa triodi di uno dei tipi usati negli stadi di potenza a radiofrequenza; la corrente istantanea di griglia non è una funzione lineare della tensione istantanea e può anche avvenire che la corrente diminuisca in qualche intervallo all'aumentare della tensione, presentando fenomeni di resistenza negativa. Per evitare le distorsioni che conseguono alla mancanza di linearità si deve eccitare lo stadio con un generatore di impedenza interna molto bassa e la presenza di resistenza negativa può provocare l'innesco di oscillazioni che compaiono soltanto in un determinato tratto del periodo ad audiofrequenza, quello in cui il valore istantaneo di tensione è tale da comportare una resistenza negativa. A questi inconvenienti si rimedia collegando rispettivamente alla griglia e al

filamento di ciascun triodo l'anodo e il catodo di un diodo, attraverso opportune resistenze (fig. 13), in modo da compensare, per quanto riguarda il circuito esterno, gli effetti di una resistenza negativa con una resistenza positiva. Questo rimedio, se evita l'innesco di oscillazioni, porta ad un aumento della corrente che deve fornire lo stadio precedente al modulatore e le esigenze per uno stadio di bassa resistenza interna non vengono eliminate.

In passato, per eccitare il modulatore, si usava uno stadio di sufficiente potenza accoppiato mediante un trasformatore con rapporto in discesa, ottenendo una riduzione della resistenza interna vista dallo stadio modulatore; il progetto del trasformatore presentava non poche difficoltà, per l'ostacolo che la reattanza di questo portava all'applicazione della reazione negativa. Lo sviluppo degli stadi con uscita catodica (fig. 13) ha fornito un'ottima soluzione al problema e stadi di questo tipo sono stati usati per eccitare il modulatore in tutti i trasmettitori di cui ci occupiamo; per non ritrovarsi le difficoltà, sia pure diminuite, sullo stadio precedente, occorre che lo stadio con uscita catodica lavori senza corrente di griglia ed i tubi in esso usati devono perciò essere capaci di fornire le elevate correnti richieste con tensione di griglia nulla. Tubi convenienti sotto questo punto di vista possono essere i pentodi o meglio adatti triodi ed in particolare il triodo 5C24 che risponde benissimo alle esigenze poste. Per ottenere forti punte di corrente è spesso necessario mettere su ciascuno dei due rami dello stadio più tubi in parallelo. L'uso dello stadio con uscita catodica caricata con un'impedenza consente l'eliminazione del trasformatore d'accoppiamento e facilita notevolmente l'applicazione della reazione negativa.

Considerazione particolare richiede anche, come si è detto, il progetto del gruppo di modulazione, che accoppia lo stadio modulatore al modulato, costituito da trasformatore, reattore e condensatore (fig. 13 e 15). Si dovrà calcolare per le varie frequenze, oltre al rapporto fra la tensione d'ingresso e la tensione d'uscita del gruppo, l'impedenza d'ingresso cercando di avvicinarsi quanto più possibile alle condizioni ideali che si hanno quando si mantengono costanti il rapporto entro tutta la gamma trasmessa e l'impedenza d'ingresso entro una gamma notevolmente più estesa, la cui ampiezza è determinata dalle caratteristiche degli altri circuiti compresi nel giro della reazione negativa.

Il concetto direttivo di progetto del gruppo di modulazione si è alquanto modificato negli ultimi anni (bibl. 1, 3): mentre precedentemente si prestava maggiore attenzione al calcolo del trasformatore, condotto con i mezzi conosciuti per i trasformatori ad audiofrequenza, limitandosi poi a scegliere reattore e condensatore in modo che non portassero una perturbazione apprezzabile sul carico del trasformatore e non ostacolassero la trasmissione delle frequenze richieste, a fare cioè questi elementi di valore molto elevato, invece i metodi di calcolo attualmente usati

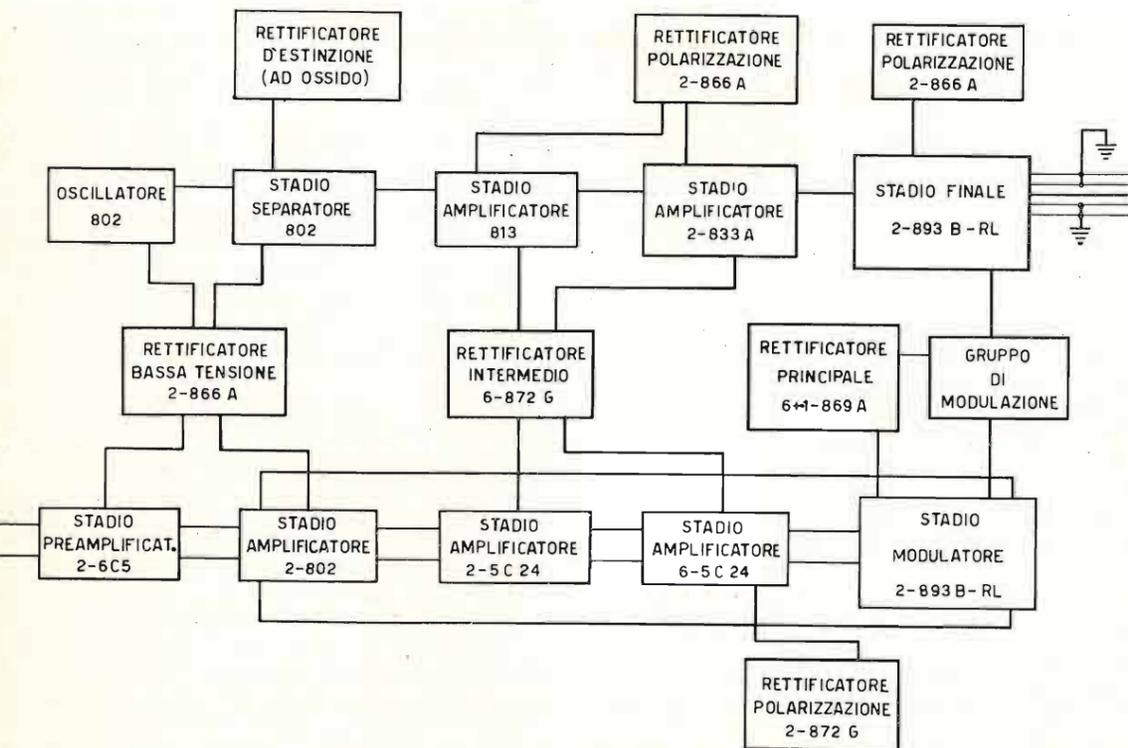



Fig. 7. — Schema elettrico di principio dei trasmettitori 25 kW ad onde medie.

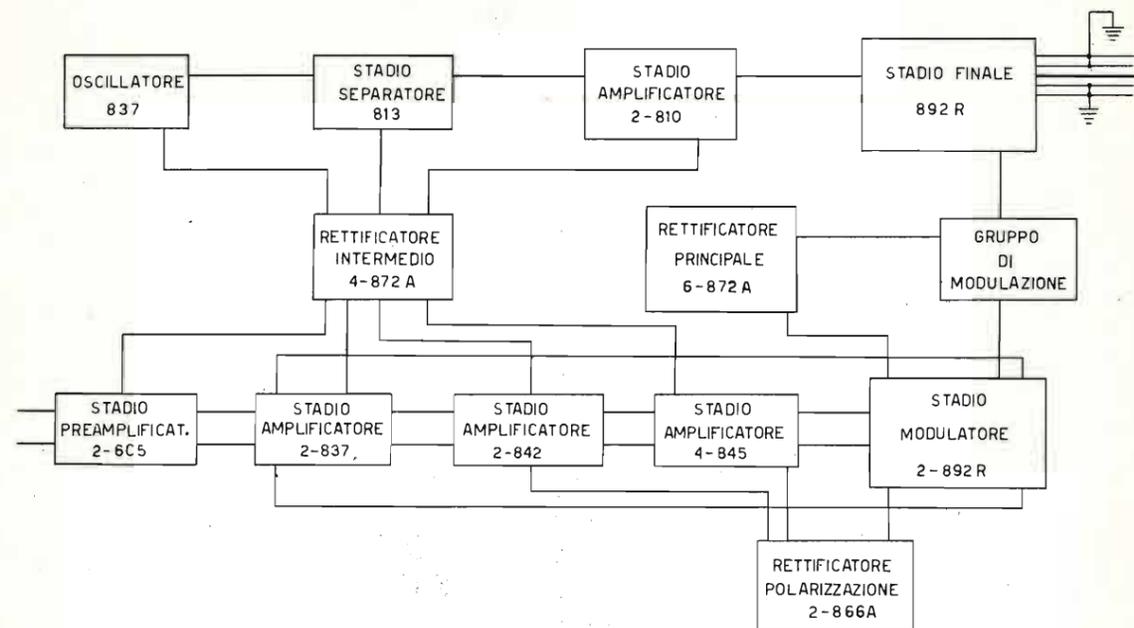



Fig. 8. — Schema elettrico di principio dei trasmettitori 5 kW ad onde medie.

considerano tutto il gruppo come un solo quadripolo di cui si possono adottare circuiti equivalenti diversi al centro della gamma trasmessa ed ai due estremi (fig. 14 *b*, 14 *a*, 14 *c*). Se tutte le grandezze si suppongono riferite, per esempio, al primario del trasformatore, usando i ben noti coefficienti, V_1 rappresenta la tensione sul primario del trasformatore, L_1 l'induttanza primaria, C la capacità di accoppiamento ridotta al primario, L_2 l'induttanza del reattore di modulazione ridotta al primario, R il carico rappresentato dallo stadio finale a radiofrequenza ridotto al primario, C_1 tutte le capacità, proprie ed esterne, in parallelo al primario, L l'induttanza di dispersione ridotta al primario, C_2 la capacità totale in parallelo al secondario ridotta al primario.

Il progetto condotto con questi criteri porta ad ottime caratteristiche risultanti e consente di ridurre la mole degli elementi costituenti. I vantaggi conseguiti sono maggiormente palesi nei trasmettitori di maggiore potenza, 50 e 100 kW.

Con le avvertenze ora esposte e con l'uso di circuiti correttori da tempo noti, si può applicare, senza timore d'instabilità, la reazione negativa riportando, attraverso un partitore studiato in modo da non provocare rotazione di fase, la tensione dal primario del trasformatore di modulazione all'ingresso del modulatore. Si spiega così l'importanza che si deve dare nel progetto alla variazione con la frequenza dell'impedenza d'ingresso al gruppo di modulazione, perchè ai capi di questa impedenza si manifesta la tensione primaria che si riporta per la reazione negativa.

Con questa reazione si riduce la distorsione all'uscita dei trasmettitori entro limiti molto bassi (un valore facilmente ottenuto nel nostro caso è non superiore a 1 % per le frequenze centrali e a 2-3 % per le frequenze estreme di modulazione) e si ottiene un'ottima caratteristica di frequenza (entro ± 1 db da 30 a 10 000 Hz).

Raggiunti risultati di questa entità, occorrerebbe di solito spingere ulteriormente la reazione negativa per ridurre ancora di qualche decibel il rumore di fondo perchè, per ottenere il livello generalmente richiesto (60 db al disotto del livello corrispondente alla modulazione al 100 %), non basta quasi mai il grado di reazione negativa che è sufficiente per fare assumere alle altre due caratteristiche gli ottimi valori sopra indicati; un aumento ulteriore della reazione negativa può ridurre però la stabilità del modulatore ed è desiderabile portare all'ingresso del modulatore tensioni di frequenza e di fase tali da compensare il rumore di fondo, ma non provenienti da reazione. Il problema si risolve se si considera che il rumore di fondo nei trasmettitori ha come componenti preponderanti tensioni aventi frequenza uguale a quella della rete o multipla di questa; se produciamo in un adatto apparecchio tensioni aventi le frequenze richieste e fasi regolabili e le portiamo all'ingresso del modulatore, otteniamo una compensazione del ronzio senza alterare la stabilità del modulatore.

Naturalmente la compensazione in questo caso non presenta la caratteristica di autoregolazione che si ha con la reazione negativa e cambiamenti nelle componenti del rumore richiedono una nuova regolazione dell'apparecchio.

Alcuni dei trasmettitori qui descritti, e precisamente quelli soggetti a condizioni di funzionamento non troppo variabili, hanno siffatte apparecchiature compensatrici di ronzio che, insieme alla reazione negativa, consentono di ottenere un basso livello di rumore con un'ottima stabilità del modulatore.

4. Comandi e protezioni.

È noto che i moderni trasmettitori sono dotati di dispositivi e circuiti automatici che adempiono a due classi di funzioni che si possono concettualmente distinguere, ma che in realtà parzialmente si compenetrano:

1) funzioni di comando, cioè esecuzione di tutte le manovre necessarie per l'avviamento e l'arresto del trasmettitore;

2) funzioni di protezione, cioè eliminazione delle tensioni di alimentazione quando ci siano da temere danni alle apparecchiature o sia in pericolo l'incolumità del personale.

I dispositivi usati sono, per la maggior parte, ormai ben noti e perciò accenneremo soltanto a qualche particolare che rappresenta nuove soluzioni o nuove tendenze.

Tra le funzioni di comando è l'applicazione della tensione ai filamenti dei tubi di potenza fatta con cautele tali da non superare neanche a freddo il valore di corrente ritenuto dal costruttore del tubo

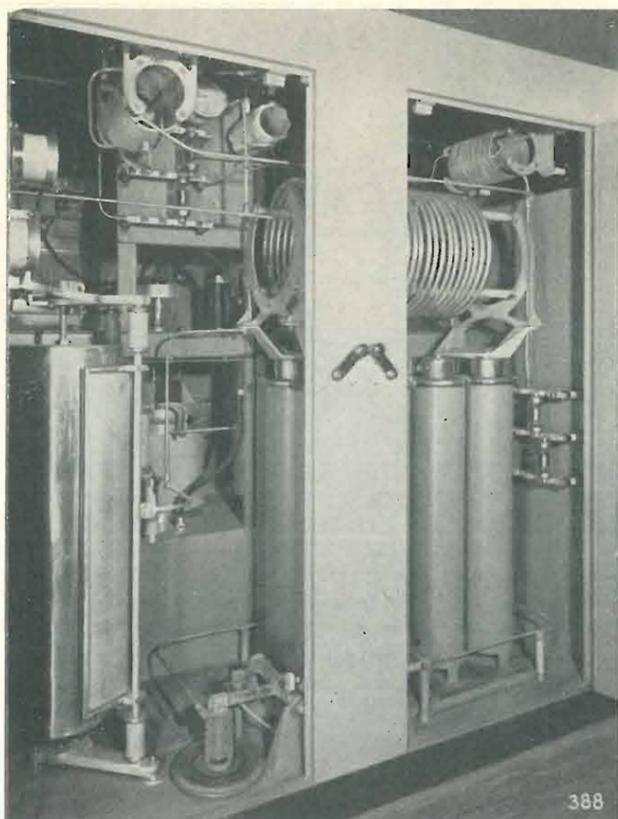



Fig. 10. — Interno dello stadio finale di un trasmettitore 25 kW ad onde medie.

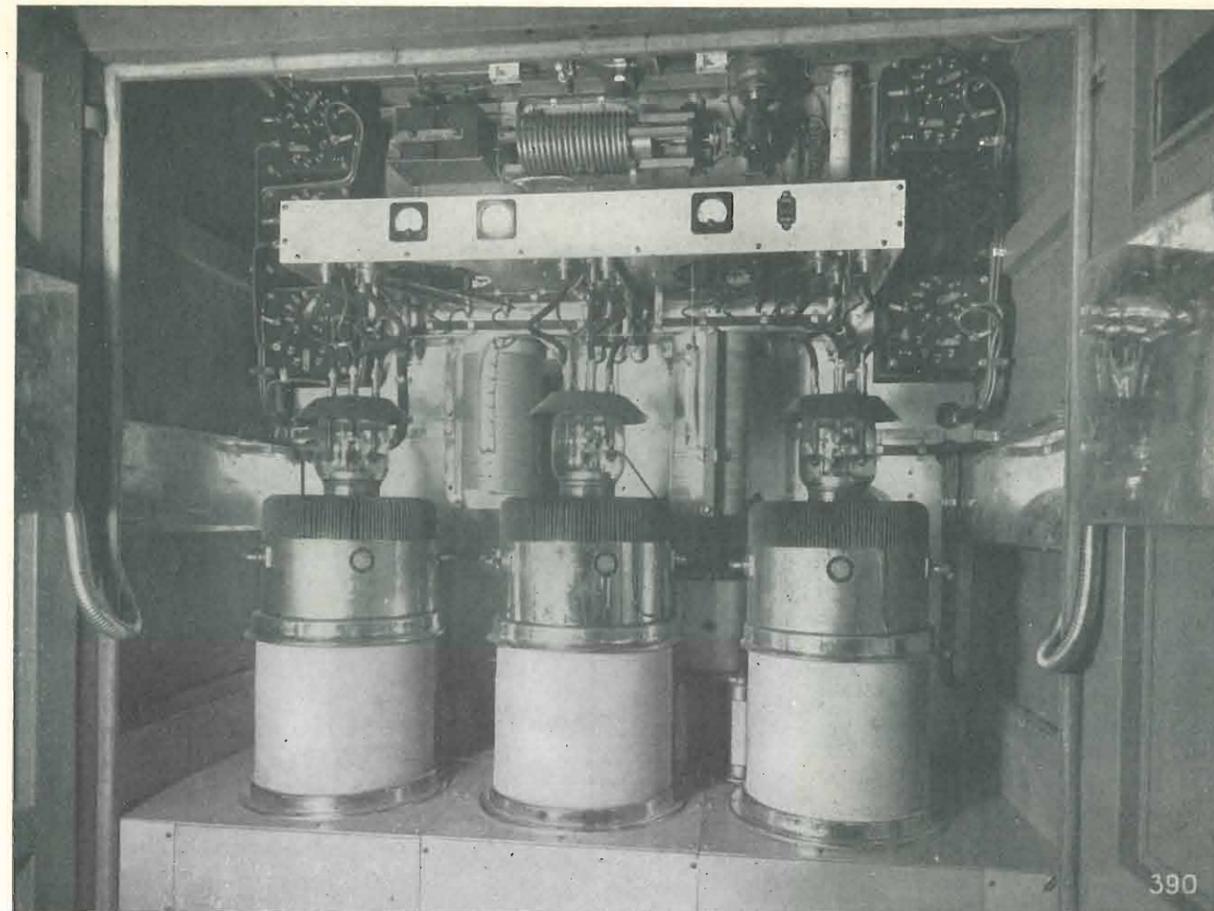



Fig. 9. — Interno dello stadio finale di un trasmettitore 100 kW ad onde corte.

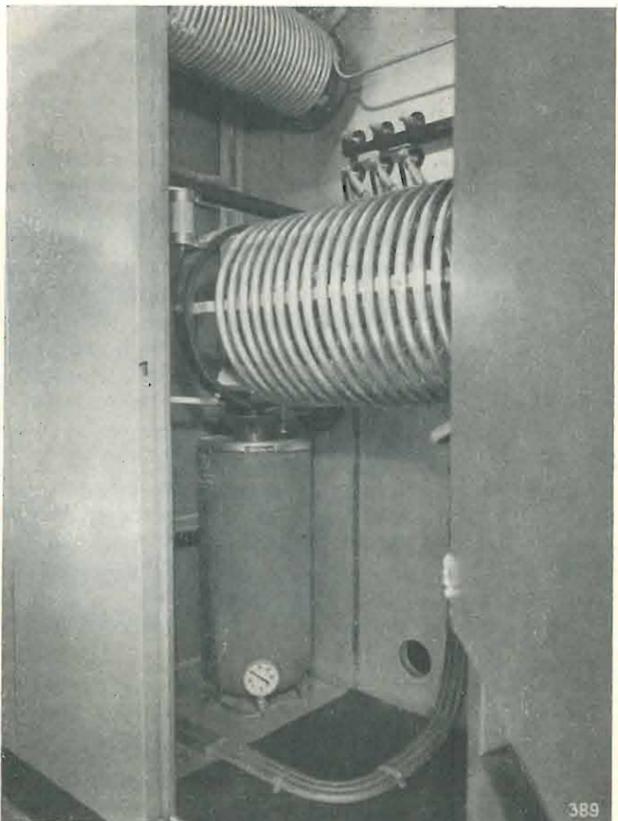



Fig. 11. — Condensatore con dielettrico gassoso compresso e bobine dello stadio finale del trasmettitore 50 kW ad onde medie.

Fig. 12. — Interno dello stadio finale del trasmettitore 50 kW ad onde medie.

esente da pericoli di azioni elettrodinamiche distruttive. Di questo problema si trovano in pratica tre soluzioni:

1) applicazione di una tensione gradualmente crescente mediante regolatore di tensione, a induzione o con pattini striscianti;

2) prima applicazione della tensione attraverso resistenze che vengono poi messe in corto circuito;

3) applicazione della tensione mediante un trasformatore avente una reattanza sufficientemente elevata per garantire una corrente di corto circuito inferiore al limite di sicurezza.

La prima soluzione è costosa perchè richiede un regolatore di tensione ed i relativi organi automatici di comando, è adatta soltanto per impianti di tale importanza da giustificare la spesa; la seconda dà generalmente buoni risultati, ma comporta l'uso di relè a tempo e di teleruttori; la terza è concettualmente la più semplice, ma i trasformatori speciali richiesti, oltre a presentare qualche difficoltà di progetto e messa a punto, assorbono una corrente notevolmente sfasata. In conclusione attualmente non è possibile dire se sia preferibile la seconda o la terza soluzione, per quanto la terza vada affermandosi progressivamente. Nei trasmettitori 100 kW onde corte, impianto di grande mole, si è adottata la prima soluzione, nei trasmettitori 5 e 25 kW la seconda, e nel trasmettitore 50 kW la terza.

Un esempio della compenetrazione che si ha tra le esigenze della funzione di comando e di quella di protezione si presenta nella scelta degli organi d'inserzione e di disinserzione della tensione di alimentazione. Se questi da un lato devono essere capaci di comandare le correnti in giuoco, dall'altra, per evitare con mezzi semplici i pericoli che si potrebbero presentare per esempio nel caso di un'interruzione seguita da un ritorno di energia, occorre che essi aprano con certezza il circuito quando l'elettromagnete di comando sia diseccitato. A questa condizione rispondono ottimamente e senza bisogno di particolari dispositivi i teleruttori e di questi si è fatto largo uso nei nostri trasmettitori. Per tensioni e correnti relativamente elevate i teleruttori che normalmente si trovano in commercio non sono adatti, e si è perciò provveduto a costruire un tipo di teleruttore di dimensioni inconsuete che soddisfa alle condizioni di lavoro incontrate nei trasmettitori 50 e 100 kW (fig. 16).

Per quanto riguarda le protezioni, è ormai uso comune, per non interrompere il servizio in caso di anomalie sporadiche, dotare il trasmettitore di un sistema di richiusura automatica. Esso provvede, nei casi semplici, ad un certo numero fisso di richiusure (per esempio tre) prima di distaccare definitivamente la tensione di alimentazione oppure, nelle versioni più perfezionate che vengono impiegate in alcuni dei trasmettitori descritti, tiene conto dell'intervallo di tempo col quale si susseguono le anomalie, provvedendo al distacco definitivo soltanto se esse si presentano con una successione sufficientemente rapida.

Tra le anomalie sporadiche si può classificare anche l'innesco di un arco a radiofrequenza sulla linea di

trasmissione o alla base dell'antenna. Questo innesco non sempre fa scattare il relè di massima corrente anodica dello stadio finale ed è opportuna una protezione a parte. Questa, nella sua più semplice forma, è rappresentata da uno scaricatore a corna che dovrebbe provvedere da sè allo spegnimento dell'arco; il risultato però non è certo e d'altra parte l'arco potrebbe presentarsi in un punto non protetto dallo scaricatore.

Alcuni dei nostri trasmettitori ad onde medie sono provvisti di un dispositivo che sfrutta l'elevata conduttanza provocata dall'arco fra l'antenna e la terra per eccitare un relè il quale sopprime o fortemente attenua l'eccitazione a radiofrequenza in uno stadio di piccola potenza, in modo che si ha un effetto analogo a quello del tasto alzato in un trasmettitore telegrafico: l'arco viene così estinto e tutto ritorna normale.

La sicurezza del personale è tutelata, oltre che da ben studiati interruttori di blocco, anche da dispositivi che mettono a terra con azione meccanica le tensioni più pericolose quando si aprono le porte di accesso ai circuiti; per chi lavora all'interno d'un trasmettitore infatti una messa a terra sicura e facilmente controllabile non deve mai mancare e negli impianti che non sono dotati del dispositivo a cui si è accennato si deve provvedere con adatti conduttori manovrati mediante fioretti isolanti.

5. Raffreddamento.

Il raffreddamento dei tubi di potenza è ottenuto nei trasmettitori ad onde corte con circolazione d'acqua ed in quelli ad onde medie con aria soffiata. Per quanto riguarda l'acqua, conviene notare che le serpentine ceramiche, comunemente usate in passato per ottenere una colonna d'acqua sufficientemente lunga tra gli anodi e la terra, in modo da ridurre al minimo la corrente dispersa, sono state sostituite da tubi di materiale plastico che non sono fragili e presentano i vantaggi di un minore ingombro e dell'attitudine ad assumere la configurazione più conveniente per la sistemazione all'interno dell'apparato.

I vantaggi del raffreddamento ad aria, dove è applicabile, sono noti. Un inconveniente è rappresentato dal grave peso che vengono ad assumere i tubi di elevata potenza con radiatore di rame massiccio e dalla conseguente difficoltà di trasporto in caso di ricambio; tale inconveniente è stato superato con la costruzione di tubi con radiatore leggero (di cui un esemplare è rappresentato nella figura 17) avente la stessa prestazione di quella data dal radiatore massiccio.

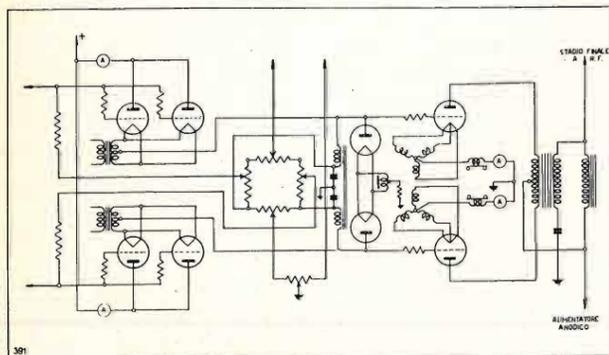



Fig. 13. — Schema degli stadi prefinale e finale di un modulatore e del gruppo di modulazione.

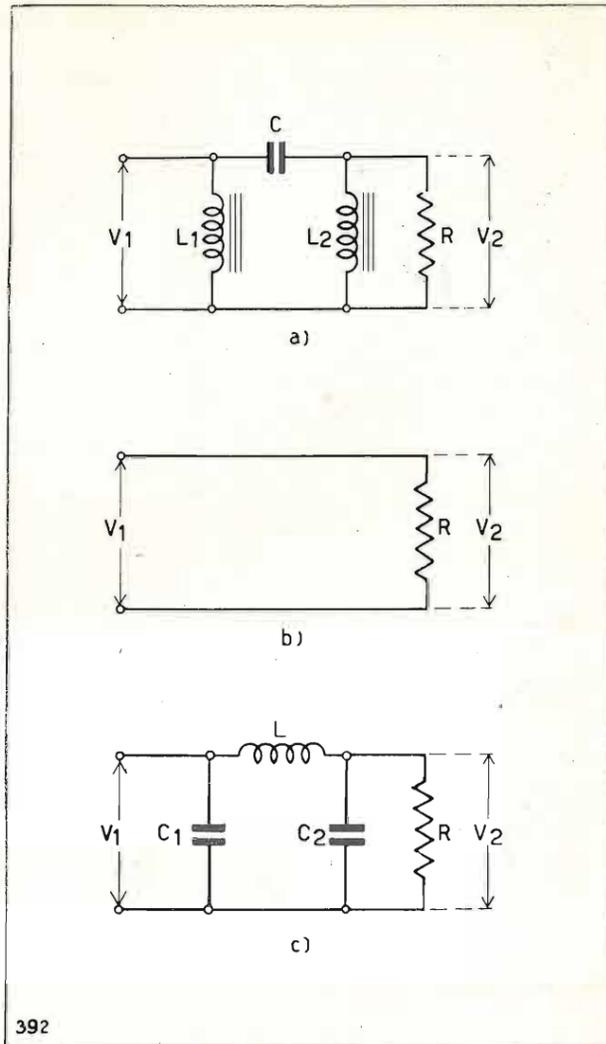



Fig. 14. — Schemi equivalenti al gruppo di modulazione: *a*) alle basse frequenze; *b*) alle frequenze intermedie; *c*) alle alte frequenze.

L'immissione dell'aria raffreddante ai tubi elettronici si può ottenere disponendo all'interno del mobile del trasmettitore tanti soffiatori quanti sono i tubi da raffreddare, oppure installando un unico soffiatore in un locale apposito ed adducendo l'aria mediante una canalizzazione. Nel primo caso l'aria viene aspirata dal locale del trasmettitore ed in esso scaricata, rendendo spesso necessario un ricambio dell'aria ambiente con un comune aspiratore; nel secondo l'aspirazione avviene dall'esterno ed anche lo scarico si effettua all'esterno attraverso una seconda condotta.

Per grandi impianti la seconda soluzione è certamente migliore perchè garantisce una maggiore silenziosità, evita movimenti d'aria all'interno del locale del trasmettitore, consente con tutta facilità il raffreddamento di altri organi, oltre ai tubi elettronici, facilita la predisposizione di una riserva, bastando a questo scopo un solo soffiatore. Per piccoli trasmettitori questi vantaggi non assumono

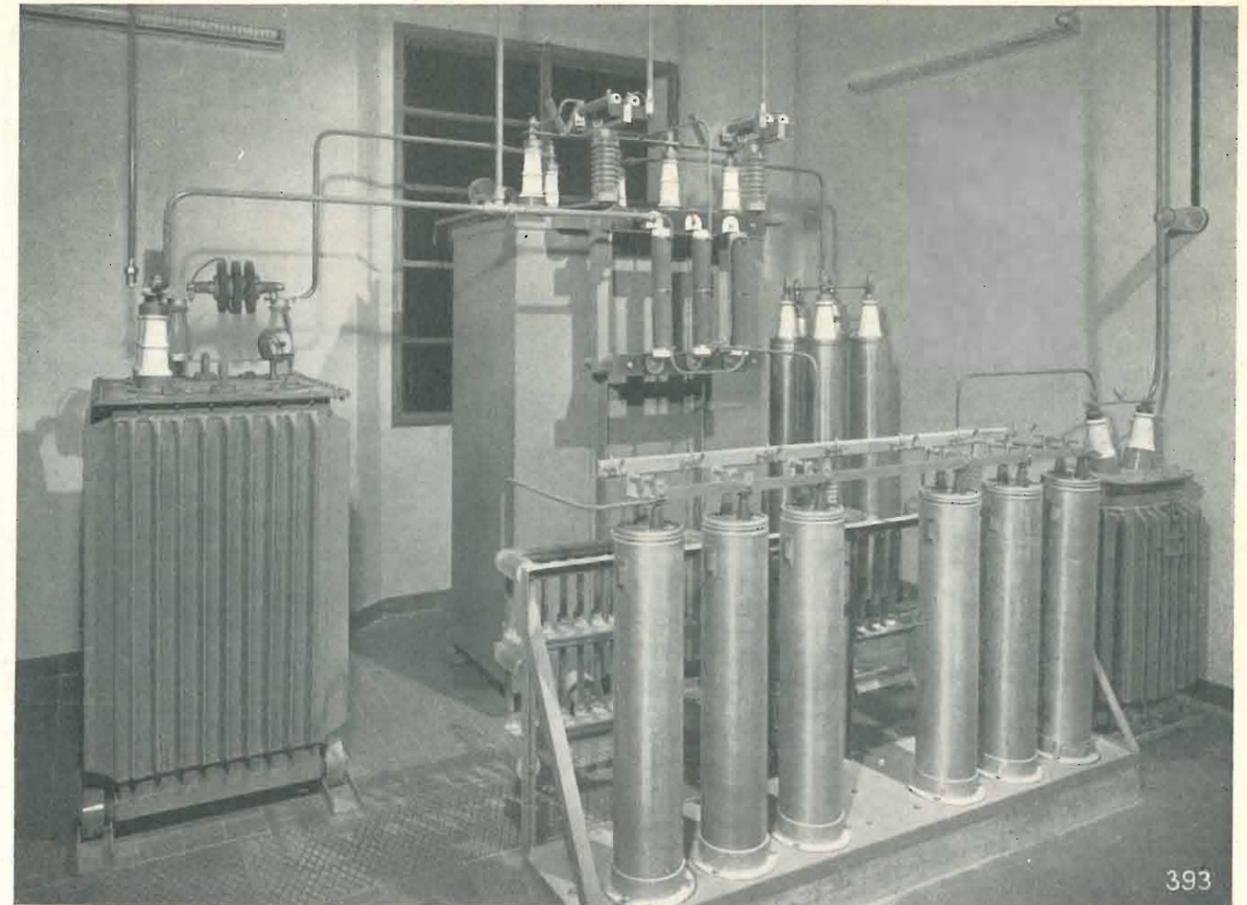



Fig. 15. — I gruppi di modulazione e di filtro del trasmettitore di Bologna.

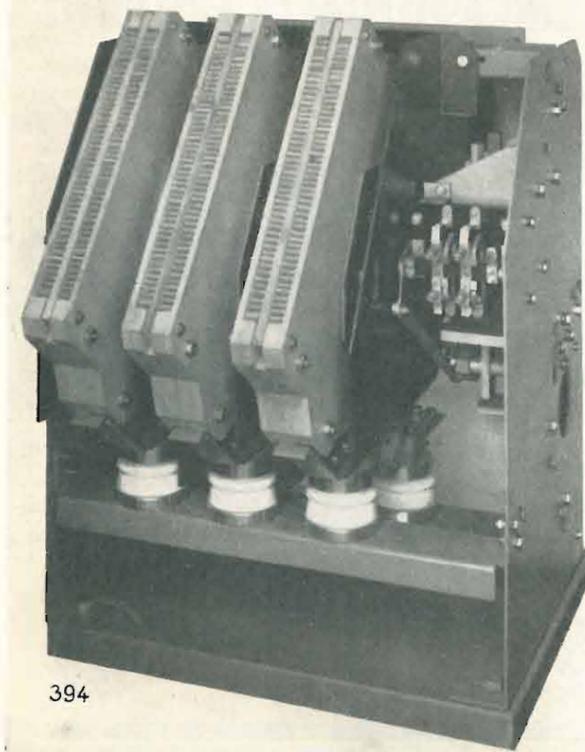



Fig. 16. — Un teleruttore adatto per il comando di trasmettitori d'elevata potenza.

Fig. 17. — Il triodo FIVRE 893 BRL.

un'importanza tale da compensare nettamente la maggior complicazione d'impianto che la costruzione e la posa in opera delle condotte d'aria comporta.

In base a queste considerazioni, per i trasmettitori 25 kW e 50 kW si è adottata la seconda soluzione, mentre nei 5 kW si è preferita la prima. Un sistema di circolazione d'aria corrispondente alla seconda soluzione si trova anche nei trasmettitori 100 kW, ma questo ha l'ufficio di raffreddare vari organi interni, esclusi i triodi degli stadi prefinale, finale e modulatore che sono raffreddati ad acqua.

Dal quadro rapidamente tracciato crediamo che risalti la strada percorsa nell'intento di perfezionare la qualità della trasmissione, di facilitare la manovra e la manutenzione, di ridurre al minimo la probabilità di guasti e d'interruzioni di servizio, di proteggere il personale da pericoli, di rendere più economico l'esercizio. Su questa strada si progredirà ancora valendosi degli apporti di altri rami della tecnica, primo fra tutti quello dei tubi elettronici, che sono in pieno sviluppo.

BIBLIOGRAFIA

1 - REUBEN LEE: *Electronic Transformers and Circuits*, New York, 1947.

2 - H. A. TEUNISSEN: *Modulators for high power transmitters*. « Communication News », vol. X, n. 2, June 1949, p. 41-51.

3 - H. W. LORD: *The Design of Broad-Band Transformers for Linear Electronic Circuits*. « AIEE Transactions », 1950, vol. 69, p. 1005-1010.

(126)

LA STAZIONE TELEVISIVA DI MEDIA POTENZA DI KIRK O'SHOTTS

T. MAYER
della Marconi's Wireless Telegraph Company

1. Notizie generali.

Il 14 marzo 1952 il Segretario di Stato per la Scozia ha inaugurato ufficialmente la stazione trasmittente televisiva della BBC a Kirk O' Shotts. Questa cerimonia ha segnato l'inizio del primo servizio televisivo regolare in Scozia. La suddetta stazione è la quarta delle cinque trasmittenti televisive che la BBC aveva progettato di avere in servizio entro la fine del 1952 per fornire il servizio televisivo al 75 % della popolazione della Gran Bretagna.

Attualmente la stazione di Kirk O' Shotts funziona con potenze di 5 kW per il video e 2 kW per l'audio su di un'antenna a polarizzazione verticale avente un guadagno di potenza leggermente superiore a 2. Quando poi verranno installati i trasmettitori di grande potenza, l'attuale impianto Marconi di media potenza potrà o rimanere a Kirk O' Shotts come riserva oppure venir trasferito in una delle cinque località ove è prevista l'installazione di un complesso di media potenza.

Il normale programma della BBC viene portato a Kirk O' Shotts da Manchester per mezzo di un ponte radio a microonde. Il programma raggiunge Manchester, nonchè la stazione Marconi di grande potenza ad Holme Moss, per mezzo di un cavo herziano dagli studi di Londra della BBC. Riprese esterne possono venire appoggiate a quasi ogni punto di questi collegamenti e venire convogliate a tutte le stazioni trasmittenti della BBC.

La località ove è installata la stazione trasmittente è situata a 275 metri sul livello del mare ed i trasmettitori sono ospitati in un fabbricato ausiliario delle dimensioni di metri 7,80 × 6,70. Le apparecchiature lavorano secondo lo standard televisivo della BBC di 405 righe, 50 trame, interlacciamento 2/1 e sono alimentate dalla rete trifase a 415 V.

2. Trasmettitori.

I trasmettitori video ed audio sono racchiusi in armadi alti 2,15 m collocati fianco a fianco per formare un fronte continuo di 7,70 m di lunghezza. Per ambedue i trasmettitori viene usato il raffreddamento integrale ad aria; l'aria di raffreddamento è fornita da ventilatori esterni.

Tutti gli armadi sono protetti mediante un sistema di interblocco elettromeccanico che impedisce l'apertura di qualsiasi porta se le alimentazioni ad alta tensione non sono preventivamente tolte e messe a terra; il sistema impedisce inoltre che le varie alimentazioni vengano applicate o tolte secondo una sequenza non regolare. Tutti i tubi di una certa potenza sono protetti mediante adeguati relè di sovraccarico e tutte le loro alimentazioni sono controllate da strumenti di misura.

Il trasmettitore video lavora sulla frequenza di 56,75 MHz e può fornire una potenza di cresta (bianco) di 5 kW. La modulazione viene effettuata ad un livello

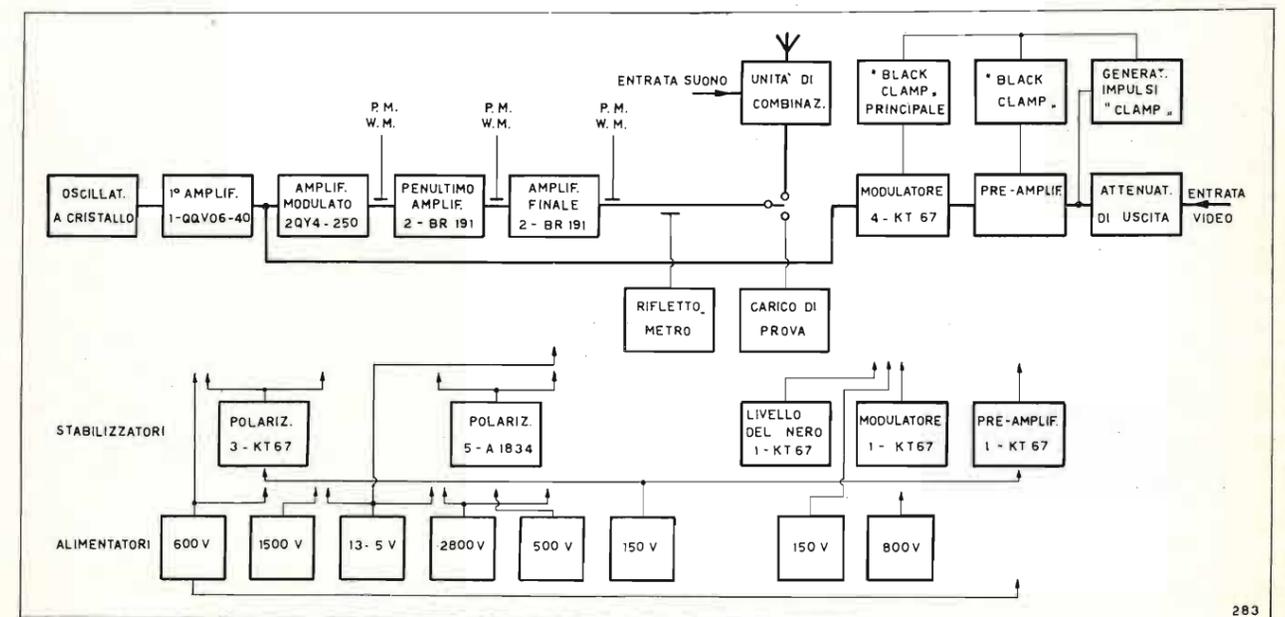



Fig. 1. — Schema per blocchi del trasmettitore video da 5 kW.

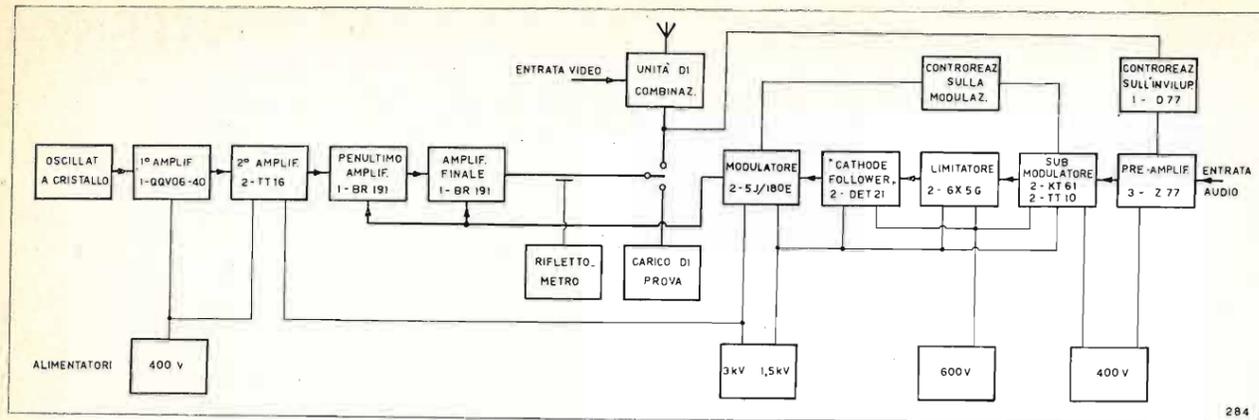



Fig. 2. — Schema per blocchi del trasmettitore audio da 2 kW.

intermedio al fine di ottenere il miglior compromesso tra le contrastanti esigenze di una laboriosa messa a punto e di una realizzazione anti economica (che sarebbe il risultato dell'effettuare la modulazione su uno stadio a radio frequenza precedente) e di un modulatore complicato e costoso (che sarebbe necessario per effettuare la modulazione sullo stadio finale). Un ulteriore vantaggio del modulare a questo livello consiste nel fatto che la desiderata parziale soppressione di una banda laterale può essere ottenuta mediante un'accurata sintonizzazione dei circuiti che seguono, eliminando così la necessità di un apposito filtro per tale funzione.

Val la pena di segnalare che, con il trasmettitore funzionante in queste condizioni ed un'uscita di 5 kW cresta, la curva-livello frequenza indica un'attenuazione di solo 1 dB a 3 Mc/s sotto la frequenza della portante e che l'attenuazione di 10 dB richiesta ad 1,5 Mc/s sopra la frequenza della portante viene ottenuta facilmente. La banda laterale inferiore viene, naturalmente, trasmessa integralmente.

Lo schema generale del trasmettitore video da 5 kW è indicato nella figura 1. La frequenza di pilotaggio è controllata da un cristallo di quarzo in termostato e con tensione anodica stabilizzata. La stabilità di frequenza a lungo intervallo è migliore di 2.10^{-5}. L'oscillatore a cristallo è seguito da 5 stadi a radiofrequenza che moltiplicano la frequenza del cristallo per 8 portandola alla frequenza di lavoro, e nel contempo forniscono una potenza d'uscita a radiofrequenza di circa 50 W, prima che venga applicata la modulazione.

Il modulatore può venire diviso in tre parti, e precisamente il preamplificatore, il generatore per il ripristino della corrente continua (« clamp ») ed il modulatore principale. Il preamplificatore comprende un amplificatore a larga banda a tre stadi con reazione in controfase progettato per amplificare la tensione video in arrivo da 0,7 Volt da cresta a cresta al livello di 10 Volt richiesto per fare funzionare i circuiti di amplificazione degli impulsi di sincronismo e di correzione dell'ampiezza del segnale. Esso è seguito da un secondo amplificatore nel quale è possibile correggere qualsiasi non linearità dei successivi amplificatori a radiofrequenza.

Il generatore di impulsi « clamp » funziona nel seguente modo. Il segnale di arrivo viene invertito ed applicato alle griglie del separatore d'impulsi di sincronismo. Il carico anodico del tetrodo separatore comprende una rete L-C tale che la forma di onda della tensione anodica risultante da un impulso di corrente (impulso di sincronismo) raggiunge il suo valore massimo positivo per un periodo di 2,5 microsecondi, ritardato di 1 microsecondo rispetto all'orlo posteriore dell'impulso di corrente. Il risultato che si ottiene applicando quest'onda ad un ulteriore stadio separatore è un impulso avente il tempo e la durata richiesti per l'applicazione ai diodi di « clamp ».

Il modulatore principale comprende uno stadio bivalvolare ad uscita catodica avente un'impedenza di uscita assai bassa al fine di consentire l'effettivo « clamping » dell'uscita del preamplificatore. È necessario impiegare l'uscita catodica principalmente a causa dell'elevata capacità d'ingresso dello stadio seguente, dovuta ai diodi di « clamp » ed all'effetto Miller nel triodo amplificatore. Il segnale, con la componente continua reinserita, viene amplificato da un amplificatore lineare che è direttamente accoppiato ad uno stadio ad uscita catodica a bassa impedenza d'uscita. Il modulatore completo descritto è contenuto in un telaio di soli 75 × 75 cm alto circa 30 cm.

La modulazione viene applicata alle griglie di un amplificatore a 2 tetrodi in push-pull che è seguito da due amplificatori lineari di classe B ognuno dei quali impiega due triodi raffreddati ad aria tipo BR. 191 con circuito a griglia a massa. Tutti gli accoppiamenti intervalvolari tra i successivi amplificatori a radiofrequenza comportanti componenti a frequenza video sono realizzati in modo da fornire la opportuna larghezza di banda passante: spostando la frequenza della portante su di un lato della curva di risposta viene ottenuta la prescritta soppressione parziale di una banda laterale.

Tutte le sorgenti di alimentazione sono montate su telai separati e tutti i tubi sono accesi in corrente alternata, ad eccezione dei BR. 191 e dei tetrodi dell'amplificatore modulato che hanno propri raddrizzatori metallici.

Il trasmettitore 2 kW audio, che impiega modulazione ad alto livello in classe B, lavora sulla frequenza di 53,25 MHz (vedi figura 2). Esso dispone di un'unità pilota, simile a quella impiegata nel trasmettitore video, cui seguono 4 amplificatori a radiofrequenza. Il primo di questi è un doppio tetrodo accoppiato capacitivamente ad una coppia di tetrodi che fornisce un'uscita di circa 250 W. Gli amplificatori prefinale e finale impiegano ciascuno un tubo BR. 191 in circuito con griglia a massa: la modulazione è applicata ad ambedue gli stadi.

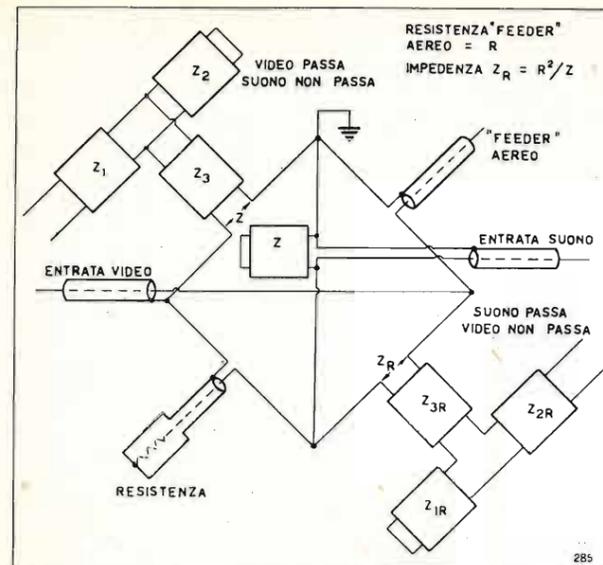



Fig. 3. — Circuito equivalente dell'unità combinatrice BD. 756 B.

3. Unità combinatrice.

L'uscita di ogni trasmettitore è portata per mezzo di un feeder coassiale rigido da 3 1/4'' al relativo commutatore. Un lato del commutatore è connesso ad un carico artificiale di prova, l'altro lato all'unità combinatrice. L'unità combinatrice ha la configurazione elettrica di un ponte di Maxwell e le funzioni di un filtro commutatore: la sua rappresentazione schematica è data dalla figura 3. Essa offre l'importante vantaggio, nei confronti di un filtro a reiettori, che l'impedenza di ingresso presentata verso i trasmettitori rimane sensibilmente costante su di una banda di frequenze assai maggiore di quella necessaria per la trasmissione.

In questo tipo di rete, l'uscita del trasmettitore video è collegata su una diagonale del ponte, e l'uscita del trasmettitore audio è collegata sull'altra diagonale. Due lati opposti del ponte comprendono circuiti accordati, ciascuno avente una frequenza di risonanza ed una di antirisonanza, realizzati in modo che le impedenze dei due lati abbiano come media geometrica l'impedenza d'uscita. Dei rimanenti due lati del ponte, uno è costituito dalla linea d'uscita verso l'antenna e l'altro da un carico di bilanciamento. I lati accordati del ponte sono realizzati in modo che la relazione d'inversione d'impedenza sia mantenuta per una larga banda di frequenze.

Accoppiatori direzionali sono inseriti nelle linee di trasmissione tra i trasmettitori video ed audio ed i loro commutatori ed anche nella linea di trasmissione verso l'antenna. Strumenti indicatori, collegati ad ogni accoppiatore, sono montati su di un pannello situato davanti al tavolo di controllo, rendendo così possibile la comoda lettura dal tavolo stesso del coefficiente di riflessione delle linee di trasmissione e della potenza di uscita dei trasmettitori audio e video.

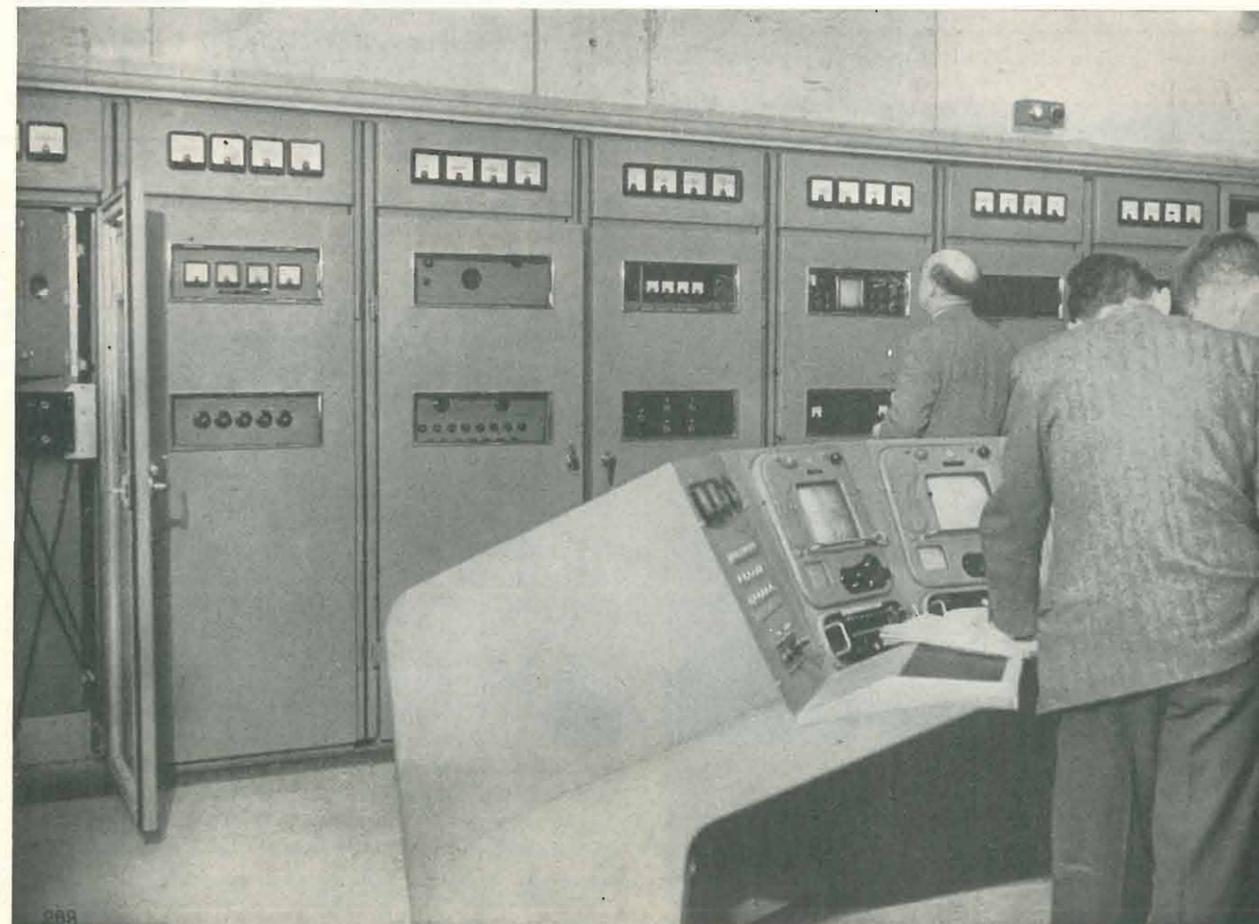



Fig. 4. — Veduta della sala del trasmettitore. In primo piano: il banco semicircolare di controllo. Nel fondo: a sinistra, il trasmettitore audio; a destra, il trasmettitore video.

La linea di trasmissione principale è formata da tubi rigidi di rame ad elevata conduttività aventi un'impedenza caratteristica nominale di 51,5 Ohm. Un deidratatore a funzionamento intermittente serve a mantenere asciutto l'interno della linea e dell'antenna.

Interblocchi elettrici sono installati su tutte le apparecchiature ausiliarie al fine di assicurare che i trasmettitori non possano venir mandati in potenza quando il sistema di alimentazione d'aereo non è in condizioni di funzionamento. Pertanto quando i commutatori sono girati verso il carico di prova le alimentazioni ad alta tensione degli stadi finali non possono venir inserite se la posizione dei contatti non è perfetta e se il carico non dispone di un'adeguata portata d'acqua di raffreddamento. Se la temperatura del carico supera un certo valore prestabilito, automaticamente il trasmettitore su di esso erogante viene privato dell'alimentazione ad alta tensione. Anche nella posizione « aereo » i commutatori devono essere girati a fondo prima che i trasmettitori possano venir mandati in potenza e l'alimentazione ad alta tensione di ambedue i trasmettitori viene disinserita non appena la potenza dissipata nella resistenza di bilanciamento dell'unità combinatrice supera il valore normale di funzionamento. Pertanto, qualora si verificasse un elevato rapporto di onde stazionarie sulla linea di trasmissione principale, ambedue i trasmettitori verrebbero fermati.

4. Sistema di aereo.

La potenza a radiofrequenza audio e video combinata viene portata per mezzo di due commutatori coassiali e di una linea tubolare da 5" al sistema

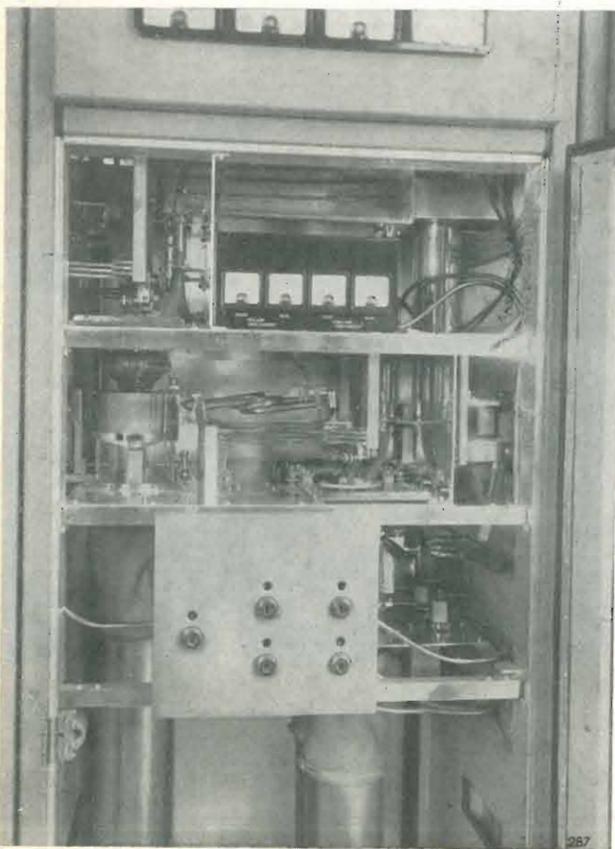



Fig. 5. — Interno dell'amplificatore lineare del trasmettitore.

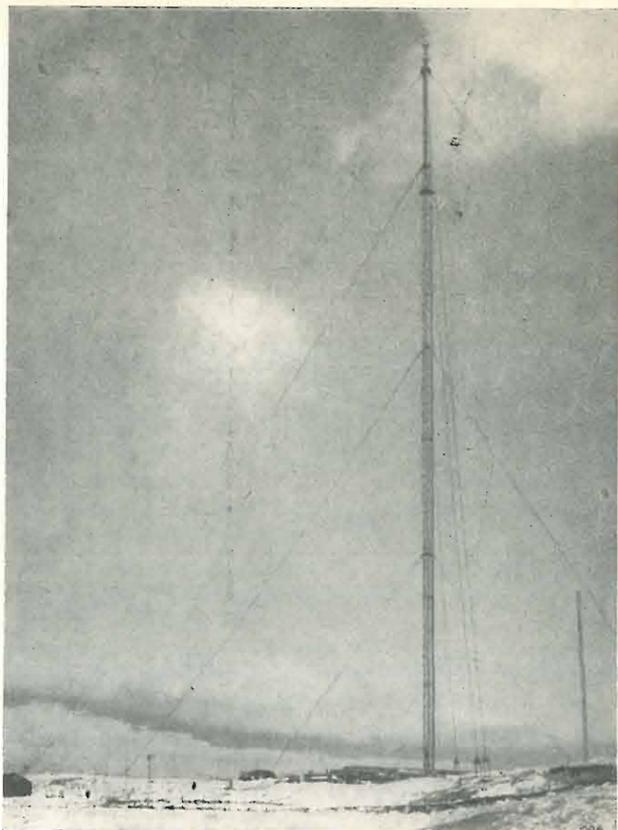



Fig. 6. — La stazione di Kirk O' Shotts.

di aereo situato sulla sommità di una torre a traliccio alta 247 metri. In cima alla torre il feeder termina in una giunzione a T, un braccio della quale è direttamente collegato ad un trasformatore da sbilanciato a bilanciato, mentre l'altro è collegato ad un analogo trasformatore per mezzo di un tratto di linea supplementare lungo un quarto d'onda. L'uscita di questo secondo trasformatore è quindi ritardata di 90° rispetto a quella del primo.

I segnali audio e video vengono irradiati da un unico sistema formato da otto dipoli verticali. I dipoli sono sistemati in due gruppi identici disposti l'uno sopra l'altro alla distanza di circa una lunghezza d'onda. Ognuno dei quattro dipoli di ogni gruppo è montato su una delle facce della sommità a sezione quadrata della torre. La distanza tra due dipoli situati su facce opposte è di circa due quinti di lunghezza d'onda. I dipoli sono costruiti in acciaio galvanizzato e contengono riscaldatori per prevenire la formazione di ghiaccio. Le connessioni tra i trasformatori di bilanciamento ed il sistema d'aereo sono combinate in modo che i dipoli in ambo i piani sono sfasati rispettivamente di 0°, 90°, 180°, 270°: in questo modo non solo si aumenta il guadagno di potenza dell'aereo, ma si ottiene anche una impedenza di ingresso più costante su tutta la banda di frequenza trasmessa. Il rapporto di onde stazionarie all'uscita dell'unità combinatrice è di 0,96 a 1.

5. Controlli.

Il pannello di controllo di ogni trasmettitore è munito di un gruppo di bottoni di comando e di lampade di segnalazione, così che il trasmettitore può venir mandato in potenza dal tavolo di controllo. Le

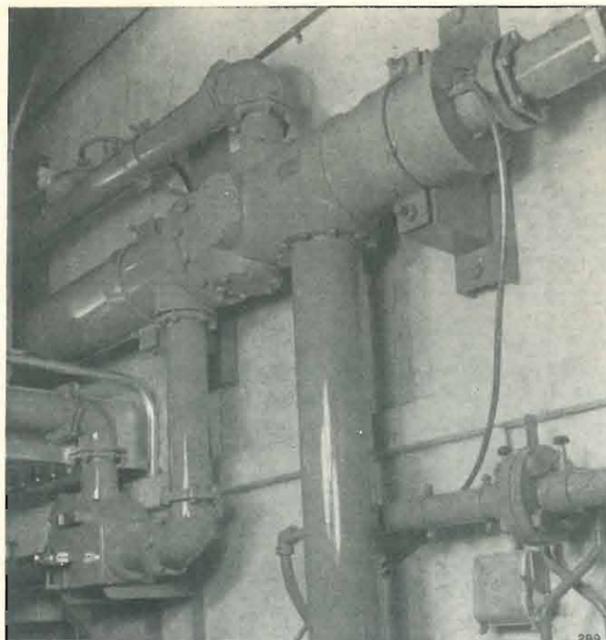



Fig. 7. — Unità combinatrice.

tensioni e le correnti dei rettificatori ad alta tensione di potenza sono indicate da strumenti sugli stessi pannelli. Inoltre sul pannello di controllo del trasmettitore video sono montati un attenuatore calibrato d'ingresso video ed un controllo di livello del nero per il modulatore video. Il posto corrispondente sul pannello di controllo del trasmettitore audio è occupato da un gruppo di chiavi Kellogg che permette di collegare, per mezzo di un sistema di commutazione video, i seguenti ingressi al trasmettitore video:

a) ingresso di prova, dal generatore dei sincronismi e della forma d'onda di prova;

b) monoscopio n. 1;

c) monoscopio n. 2;

d) ingresso della linea normale.

Tre monitori sono inoltre sistemati sul tavolo di comando tra i due pannelli di controllo. Quello di sinistra è un monitore di immagine e di forma d'onda che vien usato come controllo esplorativo d'immagine. Esso è corredato di un gruppo di otto bottoni che agiscono sulla parte del sistema di commutazione della catena video ad esso associata. Il monitore può controllare qualsiasi dei quattro ingressi menzionati sopra ed inoltre punti della catena del modulatore selezionati da un commutatore sul modulatore, l'uscita del modulatore e l'uscita del trasmettitore.

Un altro monitore di un'immagine e di forma d'onda è collocato al centro del tavolo di controllo ed è normalmente collegato al ricevitore di confronto della BBC per controllare il segnale televisivo irradiato.

Il monitore di destra è un monitore di forma d'onda: anch'esso è provvisto di otto bottoni che permettono il collegamento a uno qualsiasi dei sette punti che il monitore esplorativo di sinistra può controllare, allo scopo di effettuare un esame particolareggiato della forma d'onda.

Vi è inoltre un monitore portatile di forma d'onda che ha le stesse possibilità di quello montato sul tavolo di controllo e che può anche venir impiegato, in unione ad un amplificatore sonda, per esaminare punti ad impedenza elevata nel modulatore.

Il generatore dei segnali di sincronismo e della forma d'onda di prova, il sistema di commutazione della catena video e le alimentazioni relative sono racchiuse in un doppio armadio alto 2,15 m. Un pannello di collegamento coassiale è nello stesso armadio: vi fanno capo la normale linea in arrivo, l'ingresso e l'uscita del sistema di commutazione e l'ingresso del trasmettitore. Qualora il sistema di commutazione vada in avaria può essere agevolmente escluso ruotando semplicemente un collegamento ad U e collegando direttamente la linea in arrivo all'ingresso dei trasmettitori.

6. Conclusione.

I trasmettitori di media potenza descritti sopra sono ormai in servizio da parecchi mesi e irradiano il programma normale della BBC. Prima di inaugurare la stazione, i trasmettitori hanno irradiato segnali di prova per alcune ore al giorno dall'inizio dell'anno. Da quest'epoca fino alla data del presente scritto nessun guasto serio si è mai verificato e quindi tutto lascia supporre che trasmettitori simili verranno probabilmente ordinati dalla BBC per le rimanenti cinque installazioni di media potenza previste dai suoi piani.

(100)

COMPORTAMENTO DEGLI ALTOPARLANTI NEGLI AMBIENTI DI ABITAZIONE

ING. PROF. ENRICO PAOLINI
del Politecnico di Milano

1. Introduzione.

È da vari anni dibattuto il problema tecnico-commerciale della riproduzione di « alta fedeltà » (o di « alta qualità »), nella radiodiffusione e nelle amplificazioni e riproduzioni di registrazioni. In tutti questi sistemi è comune una parte ad audio frequenza, mentre nella radioriproduzione si aggiunge una parte a radiofrequenza in trasmissione ed in ricezione. Nelle trasmissioni telefoniche, anche se non si può parlare di « alta fedeltà », la più elevata qualità di riproduzione viene attuata con l'adozione di una « banda larga » di trasmissione, cioè nell'intervallo teorico 200-4000 Hz. La tendenza al miglioramento della qualità della riproduzione delle radiotrasmissioni ha trovato una indubbia possibilità di sviluppo nella introduzione in esercizio della modulazione di frequenza (MF). Allargando la banda disponibile per ogni trasmissione è possibile, con la MF, disporre fino a frequenze acustiche assai alte, le quali devono essere riprodotte dai circuiti ad audio frequenza e dall'altoparlante del radioricevitore.

Tuttavia l'intero problema della riproduzione di alta fedeltà si può riassumere in due quesiti fondamentali:

1) in quale misura, il pubblico apprezza l'avvicinamento del suono riprodotto all'originale, e fino a qual limite è disposto a sostenere una maggiore spesa per ottenere l'avvicinamento suddetto;

2) quali sono i mezzi tecnici che permettono di raggiungere un livello di riproduzione tale da non distinguere il suono riprodotto dall'originale, e quali sono i loro costi.

Il primo quesito è stato estesamente trattato da molti autori, i quali hanno condotto investigazioni soggettive a carattere statistico. Essi hanno permesso di dedurre che la fedeltà di riproduzione non viene spesso avvertita perchè non è possibile un confronto immediato con l'originale, e che inoltre in molti ascoltatori esiste la tendenza a considerare la musica riprodotta come una manifestazione nuova, le cui qualità vengono valutate secondo i dettami di un gusto « diverso » da quello con cui viene apprezzata la musica ascoltata direttamente.

Per di più, limitandosi a considerare coloro i quali apprezzano il fatto che la musica riprodotta si avvicini all'originale, una fedeltà di riproduzione estesa anche a frequenze superiori a 8 kHz è percepita da un numero così ristretto di persone musicalmente e artisticamente educate, il cui soddisfacimento non giustifica più la corrispondente maggiore spesa che dovrebbe essere sostenuta da tutti gli ascoltatori, per la costruzione di un unico sistema di riproduzione.

Può darsi che in un tempo più o meno breve questa situazione si modifichi in conseguenza di una sempre maggiore educazione artistica media del pubblico a cui la stessa diffusione della riproduzione di alta fedeltà può contribuire, ma per ora non resta altro che prendere atto della attuale situazione del gusto medio degli ascoltatori.

Soluzioni tecniche relative al secondo quesito sono l'allargamento della banda di frequenza riprodotta dal sistema e la riduzione delle distorsioni.

La MF indubbiamente consente un notevole allargamento della banda nei circuiti a radiofrequenza, ma a poco serve l'aumento di banda disponibile se non è corrispondentemente aumentata anche la banda di risposta dell'altoparlante. Tutta la riproduzione è limitata dall'elemento della catena di riproduzione che ha la minima larghezza di banda; il quale, in tal caso, è appunto l'altoparlante. Perciò i maggiori sforzi sono stati e sono tuttora concentrati sul miglioramento della riproduzione dell'altoparlante del radioricevitore nelle condizioni di effettivo impiego, cioè inserito nel mobile dell'apparecchio posto in un ambiente di abitazione.

2. Caratteristiche dell'altoparlante.

Le prove di laboratorio forniscono le caratteristiche di risposta e di distorsione di un altoparlante considerato « isolatamente », in generale posto in spazio libero o, ciò che equivale, posto in ambiente perfettamente assorbente.

L'altoparlante, di caratteristiche rilevate dal suo costruttore in determinate condizioni di prova, viene normalmente utilizzato dai produttori di radioricevitori nei modi più diversi, alimentato con tubi e circuiti differenti l'uno dall'altro, e posto infine in mobili di qualunque tipo e dimensioni i quali hanno il prevalente scopo di soddisfare esigenze estetiche anzichè rispondere a funzionalità acustiche.

Nel presente scritto si vogliono esaminare e riassumere i criteri di valutazione dai dati delle misure di laboratorio, per la previsione dell'effettivo comportamento dell'altoparlante in ambiente di abitazione.

Un primo quesito, per lungo tempo dibattuto, e che oggi si ritiene definitivamente risolto, riguarda il significato fisico della curva di risposta di un altoparlante ottenuta punto per punto per via « statica », cioè in condizioni di alimentazione dell'altoparlante con ampiezza e frequenza a regime; mentre nell'effettivo impiego esso è alimentato con correnti che riproducono voce e musica, cioè da una successione rapida di transitori.

In linea teorica se un quadripolo ha risposta *costante* per tutta la banda di frequenza, da zero ad infinito, esso sicuramente risponde in maniera perfetta anche a qualunque transitorio. Infatti un transitorio si può scomporre, con l'integrale di Fourier, in uno spettro continuo e persistente di componenti di ogni frequenza, le quali essendo bene riprodotte, dànno luogo alla fedele riproduzione del transitorio.

Se la curva di risposta, da frequenza zero a frequenza infinita, non è costante anche il transitorio non viene fedelmente riprodotto. La regola del Küpfmüller dà, in prima approssimazione, la pendenza della riproduzione di uno scalino ottenuto con una curva di risposta compresa entro 3 dB tra la frequenza zero e la frequenza f_{max}. Applicando cioè all'ingresso del sistema una tensione rettangolare, all'uscita si ottiene una tensione circa trapezoidale i cui lati hanno una durata $t = \dfrac{2}{f_{max}}$ (fig. 1).

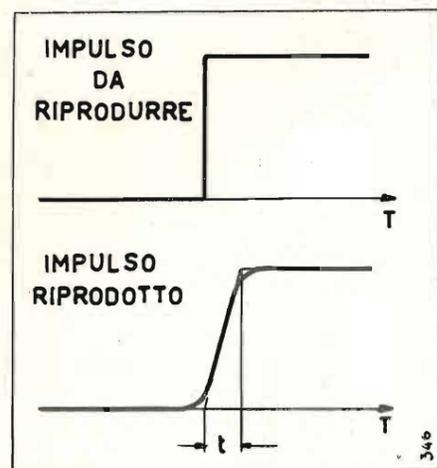



Fig. 1. — Riproduzione di uno scalino.

Questa regola non tiene conto dell'arrotondamento del bordo del transitorio riprodotto, e di conseguenza un quadripolo atto a riprodurre, con una certa pendenza, uno scalino, può non sembrare adatto a riprodurre con la stessa pendenza uno scalino di altezza diversa.

Si esamini adesso che significato ha la curva di risposta di un altoparlante il quale debba venire usato in un ambiente di abitazione. In primo luogo se l'ambiente ha forma geometricamente regolare, ad esempio parallelepipedo, ed ha un modesto tempo di riverberazione, può dare luogo a *risonanze* per le frequenze secondo le quali le distanze tra le pareti parallele sono multiple della semilunghezza d'onda. Queste frequenze di risonanza costituiscono una serie di valori che risulta così fitta verso le alte frequenze da essere considerata quasi continua. Tuttavia le riflessioni dei raggi sonori che incidono inclinati sulle pareti mascherano notevolmente le risonanze tra pareti parallele.

L'effetto delle risonanze è di alterare sostanzialmente la curva di risposta dell'altoparlante nel passaggio da ambiente assorbente, o da spazio libero, ad ambiente di abitazione. Poichè lo stesso altoparlante può essere usato in ambienti diversi, non è neanche possibile prevedere una « correzione » preventiva della sua curva di risposta che tenga conto delle variazioni che si produrranno nelle condizioni di effettivo impiego.

Per frequenze non troppo basse, ad esempio > 150 Hz, la fitta serie di risonanze dell'ambiente determina il suo tempo di riverberazione. Esso può anche considerarsi non come la persistenza di raggi sonori che continuano, dopo che la sorgente ha cessato di esistere, a riflettersi successivamente sulle pareti, ma piuttosto come il libero decremento di una o più oscillazioni proprie dell'ambiente. Se il tempo di riverberazione della stanza è assai lungo, si può parlare di suono diffuso di intensità « costante » in tutti i punti della stanza stessa. Il fenomeno delle risonanze dell'ambiente non interviene più a modificare apprezzabilmente la risposta dell'altoparlante, ma interviene per contro l'andamento del tempo di riverberazione in funzione della frequenza. Questo punto verrà esaminato quantitativamente più oltre.

Se si alimenta a potenza costante uno o più altoparlanti posti in un ambiente assai vasto, con tempo di riverberazione alquanto lungo (2,5 ÷ 4 s), è assai difficile ottenere intensità sonora *costante* in tutti i punti della stanza ed in ogni istante. La potenza specifica del suono, in ogni punto dell'ambiente, fluttua in modo disordinato intorno ad un valore medio.

Tale fluttuazione è tanto più marcata, quanto maggiore è il volume dell'ambiente ed è dovuta a variazioni istantanee delle caratteristiche di propagazione per fluttuazioni termiche e di umidità nelle varie parti dell'ambiente, ed a moti dell'aria. Questa variazione disordinata delle intensità sonore da istante ad istante nei vari punti dell'ambiente ed alle varie frequenze, si sovrappone alla variazione in funzione della frequenza dovuta alla risposta dell'altoparlante, ed alla disuniforme riverberazione dell'ambiente al variare della frequenza.

La curva di risposta rilevata in ambiente assorbente e sull'asse dell'altoparlante, generalmente ad un metro di distanza, non tiene conto delle direttività dell'altoparlante stesso alle più alte frequenze acustiche. Essa non è perciò in relazione con il comportamento dell'altoparlante in ambiente chiuso, perchè, in tal caso, a determinare la potenza specifica sonora dell'ambiente interviene tutta la potenza emessa ad ogni frequenza e non soltanto la potenza specifica emessa sull'asse. Anche questo argomento verrà esaminato quantitativamente nel seguito.

È da considerarsi infine anche il fatto che gli audiogrammi dei singoli individui sono assai diversi gli uni dagli altri. Lo stesso altoparlante può essere perciò sentito da vari individui in modi diversi a causa dei diversi audiogrammi che posseggono gli ascoltatori. Questo tuttavia non costituirebbe una anomalia perchè ogni udito conserverebbe le stesse caratteristiche sia per il suono originale sia per il suono riprodotto, ma la difficoltà d'interpretazione si ripresenta allorchè si considerano i risultati del rapporto dell'Università di Harvard riguardo alla « compensazione » per mezzo di amplificatori per l'udito di un irregolare audiogramma di persona affetta da sordità.

Il rapporto Harvard mostra infatti che la « compensazione » della curva di risposta, entro limiti di 15 o 20 dB, è ben poco avvertita dall'individuo, il quale, dall'uso di un amplificatore che abbia caratteristica di risposta complementare a quella del proprio udito, sembra non ricavare alcun sostanziale soddisfacimento rispetto al caso in cui questa complementarità non esista.

Si vede quindi quale cumulo di cause intervengono per modificare la riproduzione dell'altoparlante nelle sue condizioni di impiego rispetto alla risposta misurata in ambiente assorbente. Si può, senza tema di essere troppo pessimisti, affermare che la risposta rilevata nel modo convenzionale in laboratorio, con altoparlante disposto nel suo mobile, ha ben poco significato.

Escursioni di molti decibel rilevate sull'asse ed in ambiente assorbente tra determinate frequenze possono dar luogo a differenze del tutto diverse nell'uso effettivo in stanze di abitazione; e magari, per di più, in caso di grandi ambienti, variabili da un istante all'altro.

Stando così le cose ci si può domandare se ha senso continuare a classificare gli altoparlanti in base alla curva di risposta rilevata nel modo convenzionale. A questa domanda si può rispondere che la curva di risposta conserva ancora un certo significato purchè la si corregga con opportuni fattori che tengano conto di quei fenomeni di distorsione precedentemente elencati, i quali non sono casuali, ma seguono leggi determinabili per via teorica o sperimentale.

3. Correzione della curva di risposta.

In un generico ambiente di abitazione che non sia stato volutamente modificato il tempo di riverberazione non è costante con la frequenza, bensì varia tra un massimo, in generale alle basse frequenze, ed un minimo, in generale alle alte frequenze acustiche. La differenza tra il valore massimo e il valore minimo del tempo di riverberazione può raggiungere anche 6 ÷ 10 dB.

Per questa ragione la curva di risposta dell'altoparlante in campo libero deve essere corrispondentemente corretta in modo che, tradotta nella curva di risposta dello stesso altoparlante posto in ambiente di abitazione di note caratteristiche, dia un migliore effetto acustico.

Se P è la potenza totale in watt erogata dall'altoparlante, T il tempo di riverberazione in secondi dell'ambiente di V metri cubi di volume, si ricava la potenza specifica P_s (od *intensità*) espressa in W/m² che attraversa una generica sezione unitaria tracciata nell'ambiente, dalla relazione:

$$P_s = \frac{PT}{0{,}16V} .$$

Ma la potenza totale P erogata dall'altoparlante dipende dalla pressione sonora p generata sull'asse dell'altoparlante a distanza di un metro e dalla caratteristica polare di emissione dell'altoparlante stesso. Se si ammette che tale caratteristica di direttività sia un solido di rivoluzione intorno all'asse dell'altoparlante, come generalmente avviene, si ha:

$$P = \frac{2\pi}{\varrho c} \int_0^{\pi} [p(\alpha)]^2 \operatorname{sen} \alpha \, d\alpha ,$$

in cui $p(\alpha)$ è la pressione ad un metro di distanza secondo la direzione che forma l'angolo α con l'asse dell'altoparlante, ϱ e c sono densità e velocità della propagazione del suono in aria.

A parità di pressione p_0 sull'asse dell'altoparlante in spazio libero, la potenza totale P emessa dall'altoparlante diminuisce all'aumentare della frequenza a causa dell'aumento della direttività dell'altoparlante stesso.

A titolo di esempio, in figura 2 è riportata una curva tipica del tempo di riverberazione T in funzione della frequenza per un ambiente di normale abitazione di 70 metri cubi, scarsamente arredato.

Questo ben noto andamento è dovuto al fatto che tutti i materiali che usualmente compongono gli

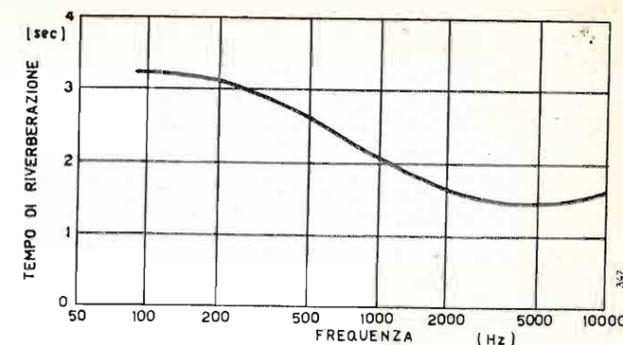



Fig. 2. — Andamento medio del tempo di riverberazione in funzione della frequenza per un ambiente d'abitazione di « medie » caratteristiche, di 70 metri cubi.

ambienti di abitazione hanno un coefficiente di assorbimento che aumenta al crescere della frequenza. Solo materiali speciali, espressamente costruiti, possono avere assorbimenti selettivi entro certi intervalli di frequenza, quali per esempio i pannelli forati risonanti. Comunque questi materiali sono usati solo come correttivi della curva del tempo di riverberazione e non appartengono ai normali componenti degli ambienti di abitazione.

Sempre a titolo d'esempio, in figura 3 è riportata in funzione della frequenza una curva tipica della potenza totale P erogata da un altoparlante di 20 cm

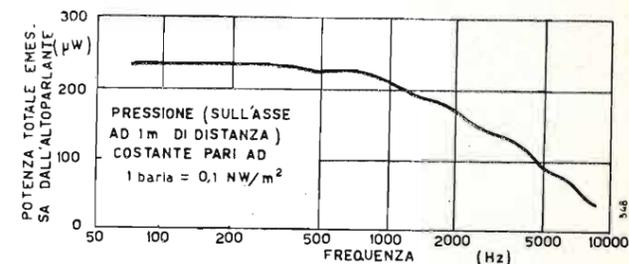



Fig. 3. — Andamento medio della potenza totale emessa da un altoparlante di 20 cm di diametro, posto in mobile, a parità di pressione sonora di una baria, sull'asse ed in spazio libero.

di diametro contenuto in mobile chiuso e massiccio, a parità di pressione sonora p_0 sull'asse dell'altoparlante a distanza di un metro, in spazio libero.

Se la pressione p_0 così misurata che definisce la « risposta » dell'altoparlante non fosse costante al variare della frequenza, le ordinate della curva di figura 3 andrebbero ridotte secondo il quadrato delle ordinate di tale curva di risposta.

In figura 4 è indicata la potenza specifica, od intensità, in un punto generico dell'ambiente di abi-

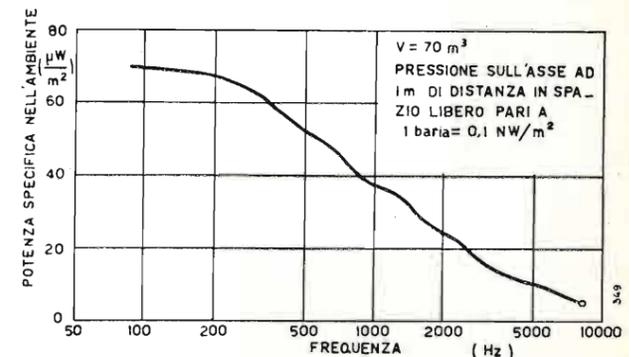



Fig. 4. — Andamento medio della potenza specifica in un punto generico dell'ambiente a parità di pressione sonora sull'asse, cioè nelle condizioni definite dalle figure 2 e 3.

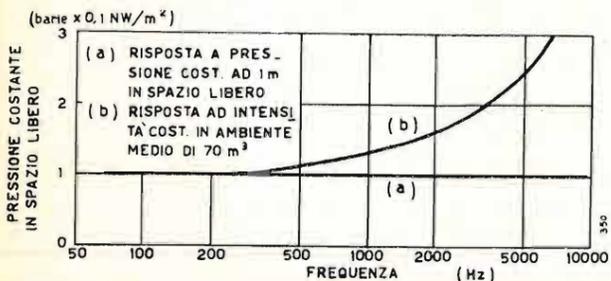
tazione in funzione della frequenza, ammessa costante la risposta in spazio libero sull'asse dell'altoparlante. Si ammette qui implicitamente che l'intensità sonora non cambi sostanzialmente al variare della distanza del punto considerato dall'altoparlante, cioè si ammette un tempo di riverberazione dell'ambiente assai lungo. Se ciò non è verificato la potenza specifica è anche funzione della distanza del punto considerato dall'altoparlante, ed invece della sola curva di figura 4 se ne ha una famiglia, il cui parametro è tale distanza.

È facile concludere che una risposta costante dell'altoparlante misurata nel modo convenzionale entro una determinata banda di frequenze non corrisponde a potenza specifica costante entro l'ambiente. Per contro, se si vuole avere potenza specifica costante, la curva di risposta deve avere un andamento inverso di quello di figura 4, cioè, sempre relativamente allo stesso esempio, la curva di risposta deve avere l'andamento indicato in figura 5.

Si vede quindi che per avere una effettiva riproduzione fedele da un altoparlante montato in mobile, con determinate caratteristiche di direttività e posto in ambiente di abitazione, la curva di risposta misurata nel modo convenzionale non deve essere parallela all'asse delle frequenze, bensì distaccarsi da tale andamento in misura diversa a seconda delle caratteristica dell'ambiente in cui l'altoparlante deve lavorare.

Il fatto che la riproduzione di un altoparlante dipenda sia dal mobile in cui è posto, a causa della direttività che la presenza del mobile provoca, sia, per un dato mobile, dipenda dalle caratteristiche dell'ambiente, non permette di correggere preventivamente la sua risposta in modo tale da dar luogo al migliore risultato, perchè non si possono conoscere le condizioni esatte di impiego. Tuttavia si possono ammettere delle condizioni « medie » di impiego, quali quelle dell'esempio citato, e fare in modo che la risposta sull'asse ed in spazio libero tenga conto di tali condizioni medie di impiego al fine di dare intensità costante. Ad esempio dalla figura 5, si può affermare che la risposta del caso (*b*) dà una maggiore fedeltà di riproduzione di quella relativa alla curva (*a*).

Questa correzione però non esaurisce le altre ragioni di distorsioni delle curve di risposta già citate nel capitolo precedente, ma comunque è sempre meglio apportare la correzione suddetta anzichè non apportarla affatto, anche se il vantaggio che si ricava è veramente modesto. Tuttavia le altre cause di distorsione della curva di risposta permangono, sia in una curva di risposta relativamente corretta come la (*b*), sia non corretta come la (*a*). L'orecchio medio umano praticamente non l'avverte; in effetti è ben difficile che si apprezzino soggettivamente, ad esempio, le risonanze dell'ambiente.

Fig. 5. — Andamento medio della curva di risposta sull'asse ed in spazio libero, per ottenere potenza specifica costante (curva *b*) entro l'ambiente. Le condizioni sono quelle delle figure 2 e 3.

Si deduce che la curva di risposta anche se relativamente corretta come quella del diagramma (*b*), ha solo il significato pratico di assicurarci dell'assenza di zone di frequenze quasi totalmente non riprodotte e del buon andamento *medio* della curva, ma non per dar peso ad eventuali fluttuazioni fino a 6 ÷ 10 dB intorno al valore medio della risposta, che verranno assai probabilmente a frammischiarsi alle altre fluttuazioni dello stesso ordine di grandezza provocate dalle risonanze dell'ambiente e che non sono prevedibili in sede di costruzione.

Ad esempio, in figura 6 è indicata l'effettiva curva di risposta in spazio libero di un buon altoparlante magnetodinamico di 25 cm di diametro posto in

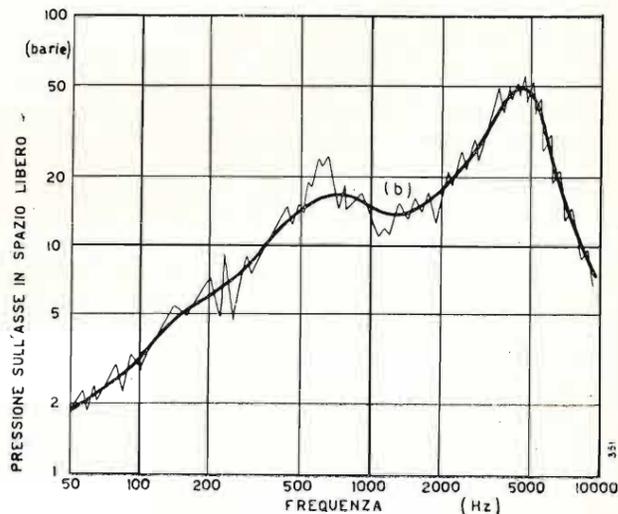



Fig. 6. — Andamento effettivo di una curva di risposta di un buon altoparlante atto a riprodurre la banda di frequenza 80-5500 Hz.

mobile chiuso posteriormente. Le fluttuazioni intorno al valor medio, indicato con la linea marcata (*b*), non hanno praticamente importanza. L'andamento è tale da dare intensità circa costante in un ambiente di abitazione di caratteristiche medie.

La curva di risposta s'intende fatta in condizioni di effettivo impiego, cioè con tensione alternata di ampiezza costante applicata alla griglia del pentodo finale del radio ricevitore. Questa condizione corrisponde circa a corrente costante nella bobina mobile dell'altoparlante, a prescindere da un intorno della frequenza di risonanza.

4. Distorsione non lineare.

La distorsione non lineare generata dall'altoparlante non dipende direttamente dall'ambiente in cui l'altoparlante lavora. Tuttavia, se misurata nel modo usuale, cioè sull'asse ed in spazio libero, non indica la distorsione effettiva che si può riscontrare nell'ambiente. Infatti, considerando la potenza totale emessa dall'altoparlante sulla frequenza fondamentale e la potenza totale (di distorsione) emessa sulle armoniche si può osservare che il loro rapporto non è lo stesso di quello tra la potenza specifica sulla fondamentale e quella sulle armoniche misurata sull'asse, in quanto le curve di direttività sono diverse al variare della frequenza. Inoltre, considerando anche l'ambiente, i tempi di riverberazione sono diversi alle varie frequenze.

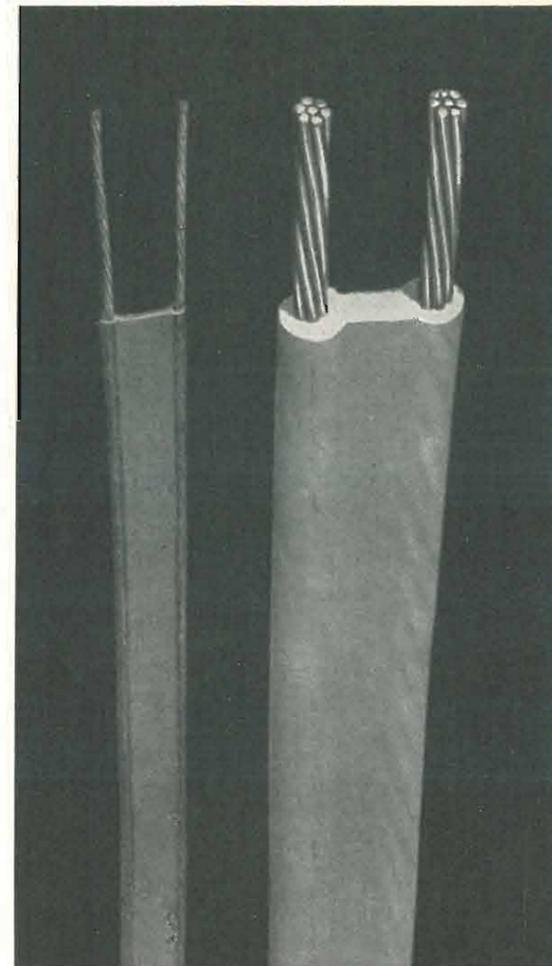
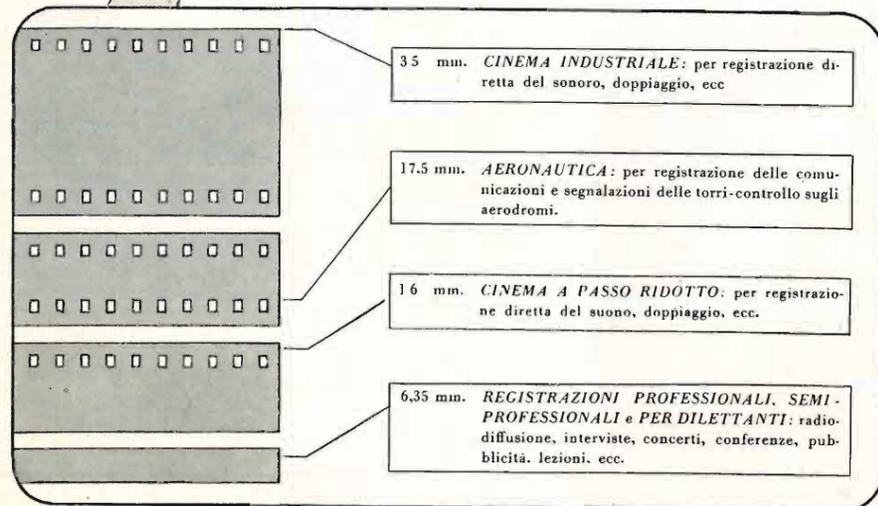
Infine le risonanze dell'ambiente e le fluttuazioni spontanee del campo sonoro nei grandi locali, essendo diverse a seconda della frequenza, intervengono in misura differente per la fondamentale e per le armoniche.

Comunque, per le stesse ragioni esposte in precedenza, la distorsione non lineare in un punto generico dell'ambiente in cui l'altoparlante lavora è in generale minore di quella sull'asse, in spazio libero, quale normalmente viene misurata.

Come è noto la distorsione non lineare è la principale causa di limitazione di potenza. Tale distorsione può essere fissata in una certa percentuale costante per tutta la banda di frequenze riprodotta dall'altoparlante, oppure fissata a scalini variabili in intervalli discreti di frequenza. Distorsioni percentualmente superiori possono essere tollerate per frequenze più basse.

Poichè la distorsione non lineare è funzione crescente con la potenza elettrica di alimentazione e con la potenza acustica erogata, e, oltre un certo limite, funzione rapidamente crescente di queste, fissata la distorsione risulta fissata, per ogni frequenza, la potenza totale che l'altoparlante può erogare. In tal modo le due definizioni di distorsione non lineare e di potenza sono legate tra di loro, ed essendo la prima funzione dell'ambiente, anche la seconda lo è pure.

Si può perciò concludere che anche per quanto riguarda la distorsione non lineare e la potenza, la misura in spazio libero e sull'asse dell'altoparlante rappresentano solo una prima approssimazione, mentre le effettive grandezze che si presentano in ambienti di abitazione devono essere valutate, sia pure grossolanamente, sulla scorta delle precedenti considerazioni.

(116)

IMPIANTO DI OROLOGI ELETTRICI SINCRONI COMANDATI DA UNA FREQUENZA CAMPIONE

FRANCO ANGELI
della R. A. I.

SOMMARIO - Si descrive l'apparecchiatura per il funzionamento di un impianto di orologi elettrici sincronizzati da una frequenza campione di 1000 Hz. La frequenza campione, ridotta con successive divisioni a 50 Hz, viene confrontata, in un ponte di fase, con una tensione a 50 Hz generata da una convertitrice rotante. La tensione di uscita del ponte di fase, opportunamente amplificata, regola la corrente di eccitazione e quindi la velocità della macchina rotante e mantiene il sincronismo fra le due frequenze confrontate. La tensione di uscita della convertitrice aziona gli orologi, che sono dei piccoli motori sincroni.

1. Premessa.

Per l'esercizio di una grande sede generatrice di programmi di radiodiffusione è necessario che i servizi tecnici, gli auditori, le sale di regìa ed i posti di controllo dispongano di orologi che siano esattamente sincronizzati fra loro e che forniscano l'ora esatta. Questo si può ottenere con vari sistemi, molti dei quali utilizzano un orologio centrale a pendolo di grande precisione, che a intervalli di tempo costanti genera impulsi elettrici che vanno a comandare i vari orologi satelliti dell'impianto.

Nel palazzo di Roma della RAI, avendo a disposizione una frequenza campione di 1000 Hz, si è pensato di utilizzarla come frequenza di sincronismo per dare il « passo » a tutti gli orologi installati. Poichè tale frequenza di 1000 Hz, generata da uno speciale oscillatore allo scopo di controllare il sincronismo dei vari trasmettitori funzionanti sulla stessa frequenza, ha la precisione di 1 su 10^8, gli orologi da essa comandati dovrebbero avere un errore non superiore a un minuto secondo in un periodo di circa tre anni.

2. Descrizione sommaria delle apparecchiature.

L'insieme delle apparecchiature consiste in un generatore a corrente alternata sinoidale a 50 Hz legato in frequenza e fase alla frequenza di 1000 Hz di riferimento; la corrente a 50 Hz alimenta gli orologi che sono dei piccoli motori sincroni monofasi che, con le opportune riduzioni, dànno il movimento alle sfere delle ore, dei minuti primi e secondi. Per maggiore sicurezza di esercizio tutto il complesso è alimentato a 60 V, da una batteria di accumulatori già in opera per altri servizi e sorvegliata in continuità.

Il segnale campione a 1000 Hz entra in un pannello « divisore di frequenza » (fig. 1) dove viene portato a 50 Hz, poi filtrato per renderlo sinoidale.

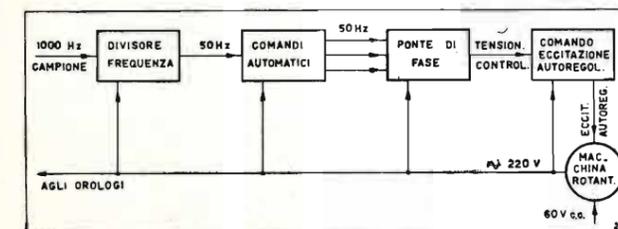



Fig. 1. — Schema di principio dell'apparecchiatura.

Di qui viene inviato al pannello « comandi automatici » dove viene trasformato in trifase; in questo pannello è compreso un oscillatore a 50 Hz discretamente preciso e stabile che si sostituisce automaticamente al segnale proveniente dal « divisore di frequenza » quando questo viene a mancare o non ha la frequenza giusta per guasti al generatore campione a 1000 Hz o ai divisori di frequenza.

La tensione trifase a 50 Hz uscente dall'unità « comandi automatici » entra nell'unità « ponte di fase », dove viene confrontata con un'altra tensione trifase a 50 Hz, ottenuta da una convertitrice rotante, che, alimentata con una tensione continua di 60 V, genera una tensione alternata di 220 V monofase; la sua trasformazione in trifase è ottenuta nella stessa unità « ponte di fase ».

La tensione continua di errore ricavata dal ponte di fase, la cui ampiezza e polarità dipendono dallo sfasamento fra le due terne trifasi confrontate, va all'unità « comando eccitazione autoregolata » e, agendo su tubi elettronici, regola la corrente di eccitazione e quindi la velocità della convertitrice rotante in modo che la tensione da essa generata si mantenga con un legame di fase costante con la tensione campione.

La tensione a 220 V uscente dalla macchina rotante alimenta gli orologi e tutte le unità precedenti.

Vi è poi un pannello « strumenti e comandi » sul quale sono disposti gli strumenti di controllo e i comandi manuali per la messa in funzione delle apparecchiature e la loro regolazione in funzionamento.

3. Descrizione delle varie unità.

A) DIVISORI DI FREQUENZA (fig. 2).

Il segnale campione a 1000 Hz, tramite il trasformatore T1, va alla valvola V1 per essere amplificato e tagliato opportunamente; una metà delle valvole V2 e V3 ne ricavano un impulso che va a sincronizzare il multivibratore V4; la sua frequenza base è di 200 Hz e quindi si ha una prima divisione per cinque della frequenza di ingresso. Il segnale ricavato da questo multivibratore va alla seconda metà delle valvole V2 e V3 che formano un impulso con frequenza di ripetizione di 200 Hz; questo impulso sincronizza un secondo multivibratore oscillante su 50 Hz (valvola V5). Questo segnale viene inviato ad un amplificatore selettivo formato dalle valvole V6 e V7 per ridurne il contenuto armonico;

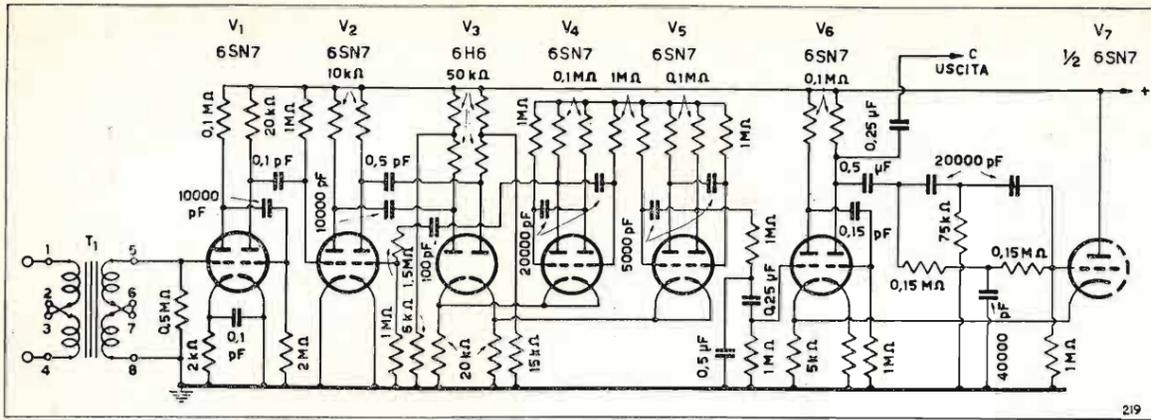



Fig. 2. — Divisioni di frequenza. La tensione a 1000 Hz viene portata a 50 Hz con due divisioni e poi filtrata da un amplificatore selettivo.

l'amplificatore comprende due stadi (le due metà della valvola V6) con controreazione; nel circuito di controreazione è inserito un filtro a « doppio T » accordato su 50 Hz di modo che vengono controreazionate tutte le frequenze tranne i 50 Hz; la valvola a uscita catodica V7 serve come trasformatore di impedenza per collegare l'alta impedenza di uscita del filtro con la bassa impedenza sul catodo del primo stadio.

B) COMANDI AUTOMATICI.

La tensione a 50 Hz uscente dai divisori di frequenza entra (fig. 3) in un altro amplificatore selettivo (valvole V9 e ½ V10) e poi viene rettificata dai due diodi di V11 dai quali si ricavano una tensione positiva e una negativa rispetto a terra.

Di queste due tensioni, presenti solo se vi è tensione all'uscita e quindi una tensione a 50 Hz all'ingresso dell'amplificatore selettivo, la positiva sblocca il triodo di destra di V12 altrimenti polarizzato all'interdizione, la negativa blocca il triodo di sinistra; sulla griglia del triodo di destra arriva la tensione uscente dai divisori di frequenza, su quello di sinistra la tensione a 50 Hz generata da un oscillatore a *RC* (V14); poichè le placche delle due unità sono in parallelo, su di esse avremo la tensione proveniente dai divisori se essa è di frequenza e ampiezza giuste, altrimenti avremo la tensione proveniente dall'oscillatore locale a 50 Hz. Dei due diodi di V13 quello di destra serve a impedire che la tensione di sblocco di V12 ne faccia diventare positiva la griglia; quello di destra dà un certo ritardo alla tensione di interdizione dell'altro triodo di V12. La tensione di uscita di V12, inviata al trasformatore T2, viene sfasata dai due partitori R_1 C_1 ed R_2 C_2; nei punti A, B, C si ricavano tre tensioni sfasate di 120° fra di loro, che vengono amplificate dai triodi V10 e V15.

C) PONTE DI FASE.

Prima di descrivere il particolare ponte di fase impiegato in questa apparecchiatura, si darà un cenno sul principio dei ponti di fase in generale; siano (fig. 4 *a*) V_1 e V'_1 due tensioni alternate uguali ed opposte di fase; ad ognuna di esse sommiamo la tensione V_2 avente la stessa frequenza; se V_2 è sfasata di 90° rispetto a V_1 e V'_1 (fig. 4 *a*), le due somme V_{12} e V'_{12} hanno la stessa ampiezza; se invece V_2

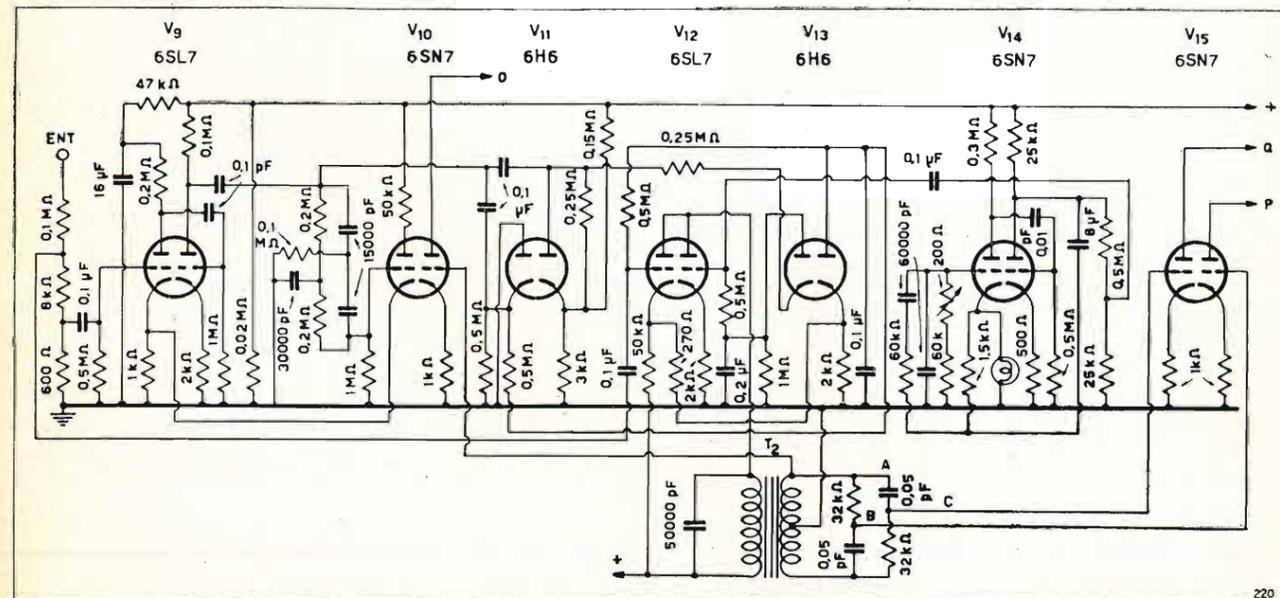



Fig. 3. — Comandi automatici. La tensione a 50 Hz proveniente dai divisori di frequenza viene trasformata in trifase (presente nei punti O P Q). La valvola V_{14} funziona da oscillatrice a 50 Hz che entra in funzione quando viene a mancare la tensione di ingresso.

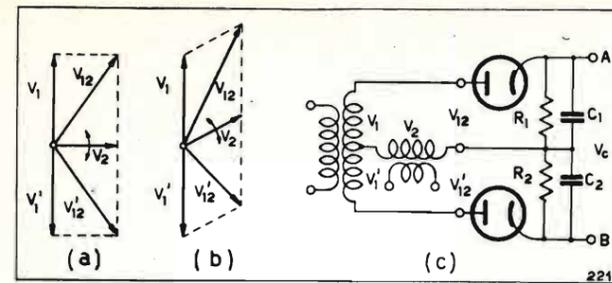



Fig. 4. — Schema semplificato di un ponte di fase (*c*) e relazione fra le tensioni in esso confrontate (*a* e *b*).

ruota di fase (fig. 4 *b*) le V_{12} e V'_{12} non sono più uguali.

Raddrizzando le due tensioni V_{12} e V'_{12} (fig. 4 *c*) e facendone la differenza connettendo in serie, con polarità opposta, le tensioni che si ottengono sulle due resistenze di carico R_1 e R_2, si ottiene, fra i terminali A e B, una tensione continua V_c che si annulla quando V_2 è in quadratura con V_1 e che si inverte di segno quando l'angolo fra V_2 e V_1 da minore diviene maggiore di 90°.

Il ponte di fase può quindi essere usato come organo di controllo per mantenere una certa relazione di fase (nel caso accennato uno sfasamento di 90°) fra due tensioni alternate di egual frequenza inviando la tensione V_c di uscita del ponte ad un organo che faccia variare la fase di una delle due rispetto all'altra.

Nell'applicazione per il controllo della fase di una tensione generata da una macchina rotante, agendo sulla sua eccitazione, per evitare oscillazioni pendolari occorre che la costante di tempo dei gruppi R_1 C_1 ed R_2 C_2 sia molto piccola; in genere occorre omettere C_1 e C_2. D'altra parte con piccoli valori di tali costanti di tempo la V_c risulta pulsante e si presta male al sistema di controllo impiegato; si è quindi dovuto abbandonare il circuito di figura 4 e ricorrere a un sistema più complesso.

Le tensioni V_1 e V'_1, invece che in opposizione sono a 120° fra di loro (fig. 5 *a*); in ogni metà del ponte di fase, non si fa semplicemente la somma (fig. 5 *b*) di V_1 con V_2 e V'_1 con V'_2, ma delle terne trifasi V_1 V'_1 V''_1 con V_2 V'_2 V''_2 e V_1 V'_1 V''_1 con

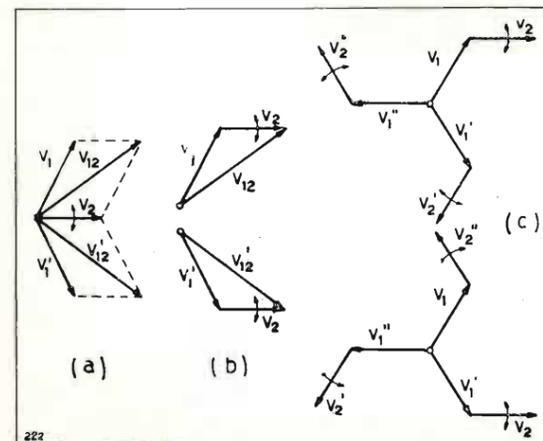



Fig. 5. — Relazioni di fase fra le tensioni confrontate nel ponte di fase utilizzato nell'apparecchiatura descritta.

V''_2 V_2 V'_2 (fig. 5 *c*); le due terne risultanti vengono rettificate con un sistema esafase e quindi le tensioni rettificate hanno una componente alternativa molto bassa anche senza condensatori di filtro.

In figura 6 è riportato lo schema completo del ponte di fase impiegato nell'apparecchiatura per il controllo degli orologi; ai trasformatori A, B e C sono applicate le tensioni trifasi provenienti dall'unità « comandi automatici »; al trasformatore T giunge la tensione generata dalla macchina rotante, che sfasata dai partitori R_1 C_1 ed R_2 C_2 va ai trasformatori A*, B*, C*; i secondari dei sei trasformatori, oppor-

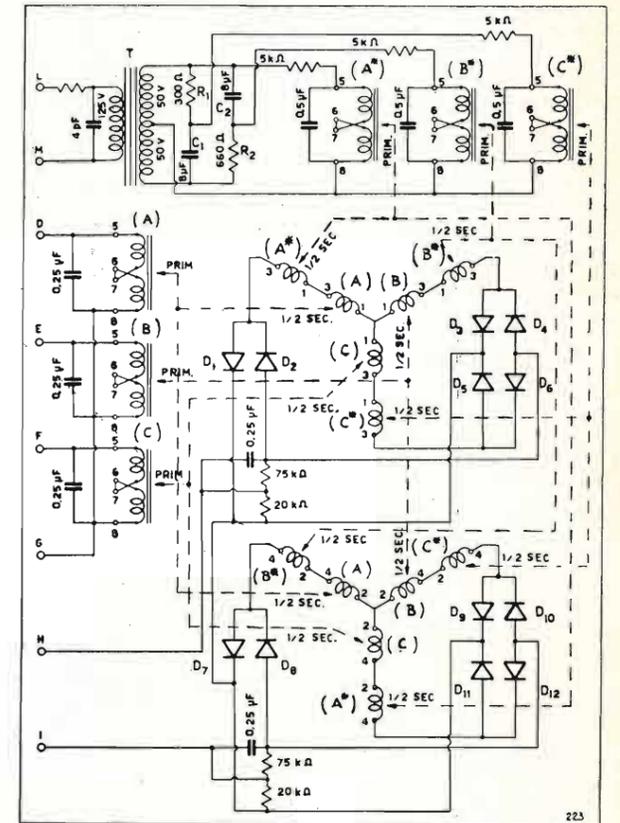



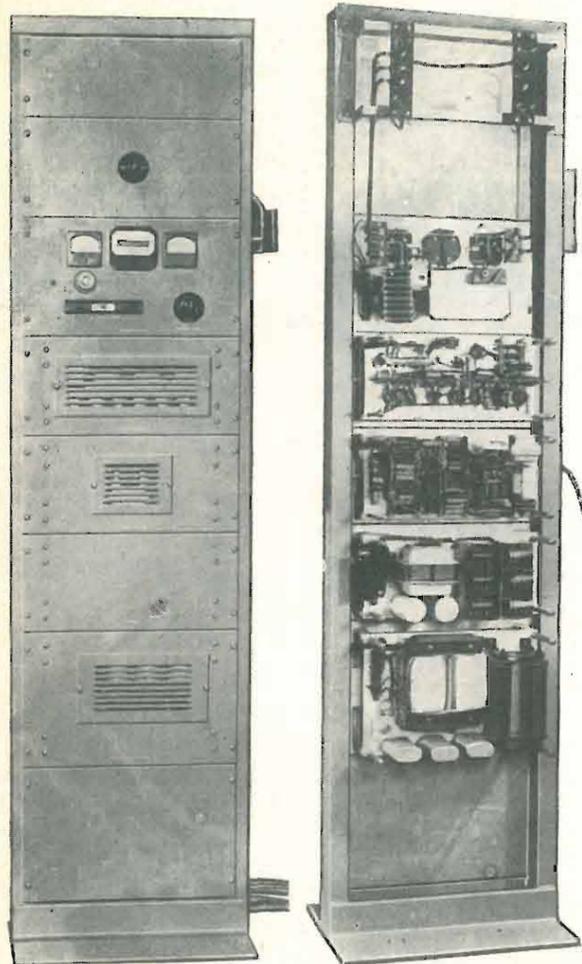
Fig. 6. — Schema dell'unità « ponte di fase ». L'andamento della tensione è quello della figura 5.

tunamente connessi in serie, formano le due terne risultanti delle due metà del ponte di fase, i rettificatori sono costituiti dai diodi D_1.....D_{12} ad ossido di rame. La tensione di controllo viene ricavata ai terminali H e I.

D) COMANDO ECCITAZIONE AUTOREGOLATA (fig. 7).

La tensione di controllo uscente dal ponte di fase va alle griglie di comando di 6 valvole che hanno tutti gli elettrodi in parallelo (attraverso a resistenze di basso valore per lo spegnimento delle eventuali oscillazioni spurie). In serie al circuito di placca è inserito un avvolgimento di eccitazione della macchina rotante; ad ogni variazione della tensione di controllo applicata alle griglie una corrispondente variazione della corrente anodica fa variare l'ecci-

tazione della macchina mantenendone il sincronismo con la frequenza campione di riferimento; un aumento della corrente fa rallentare la macchina rotante e una diminuzione la fa accelerare.

Per avere una maggior sicurezza di mantenere il sincronismo e un maggior campo di autoregolazione per quanto riguarda le variazioni della tensione continua di alimentazione, dovute allo stato di carica delle batterie, la tensione delle griglie schermo delle sei valvole (circa 200 V) è ottenuta dall'alta tensione dell'unità « comando eccitazione autoregolata » subito

Veduta anteriore dell'apparecchiatura.

Veduta posteriore dell'apparecchiatura. Cominciando dall'alto la disposizione delle varie unità è la seguente: pannello, strumenti e comandi; divisori di frequenza; comandi automatici; ponte di fase; comando eccitazione autoregolata.

a valle del rettificatore (circa 450 V), ridotta della caduta di tensione costante che si ha lungo la stabilizzatrice di tensione V_7; così ogni variazione dell'alta tensione, dovuta a variazione della tensione alternata di alimentazione, è riportata integralmente sulle griglie schermo.

Un aumento della tensione delle batterie tenderebbe a far crescere il numero di giri e la tensione alternata di uscita della macchina; poichè questa tensione alternata alimenta anche l'unità « comando eccitazione autoregolata », un suo aumento farà,

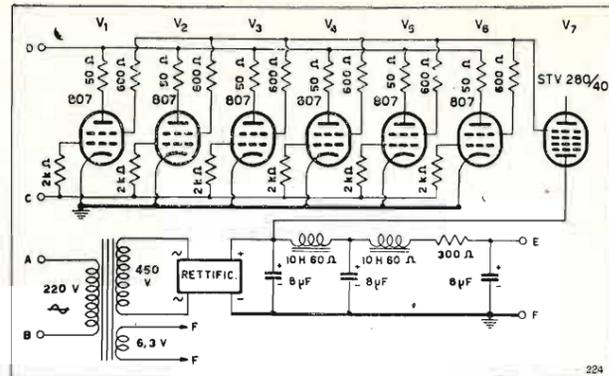



Fig. 7. — Schema dell'unità « comando eccitazione autoregolata ». Al punto c giunge la tensione di controllo del ponte di fase.

come sopra si è visto, crescere la tensione di schermo delle $V1.....V6$, e quindi la loro corrente anodica; il corrispondente aumento di eccitazione della macchina cercherà di mantenere la velocità al valore che aveva prima dell'aumento della tensione delle batterie.

E) Strumenti e comandi (fig. 8).

Il pannello strumenti e comandi comprende un interruttore generale sulla tensione delle batterie con una resistenza per l'avviamento della convertitrice, un reostato per la regolazione della corrente della parte di eccitazione non autoregolata, un potenziometro per regolare la polarizzazione base di griglia delle $V1.....V6$ dell'unità « comando eccitazione autoregolata », un amperometro indicante la corrente dell'avvolgimento di eccitazione autoregolata, un frequenziometro collegato sulla tensione generata dalla convertitrice, utile particolarmente per le regolazioni alla messa in funzione dell'apparecchiatura, e un voltmetro con scala a zero centrale indicante la tensione di uscita del ponte di fase. Vi è poi un pulsante per l'esclusione dell'autoregolazione, utile nel caso si dovessero correggere piccoli errori degli orologi; per far questo, dopo aver escluso l'autoregolazione, si fa variare in più o in meno, con il comando manuale dell'eccitazione, la velocità della macchina per il tempo necessario a correggere l'errore.

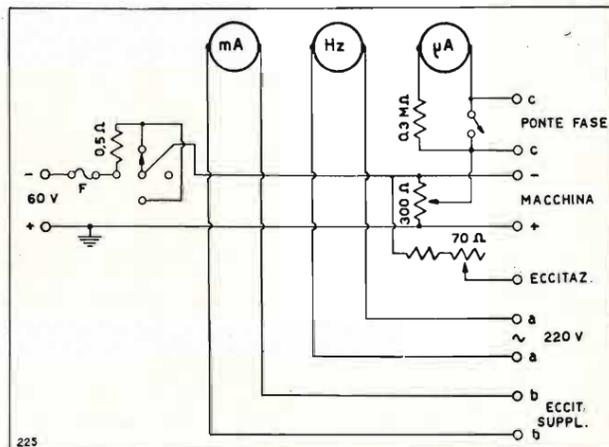



Fig. 8. — Pannello strumenti e comandi.

VARIETÀ SCIENTIFICHE

Riconfermate in Australia le esperienze eseguite in Italia sulla girointerazione delle radioonde nella ionosfera

PREMESSA

Fin dal 1925 Edward Appleton formulò l'ipotesi che il campo magnetico terrestre influenzi la propagazione delle radioonde nella ionosfera (o alta atmosfera). In base a questa ipotesi H. Nichols e J. Shelleng, per spiegare tale influenza, elaborarono la teoria magnetoionica. Questa teoria ammette, tra l'altro, l'esistenza nella ionosfera di una frequenza giromagnetica (o girofrequenza), cioè della frequenza f_r con cui gli elettroni liberi della ionosfera ruotano su orbite circolari per effetto del campo magnetico terrestre H. La frequenza f_r dipende dal valore H secondo la formula:

[1] $$f_r = \frac{eH}{2\pi m}$$

da cui

[2] $$H = 2\pi f_r \frac{m}{e}$$

dove e ed m rappresentano la carica e la massa dell'elettrone.

La verifica della teoria magnetoionica e, in particolare, della girofrequenza, presentò sempre insormontabili difficoltà a causa di diversi fenomeni perturbatori tra cui l'improvvisa attenuazione e scomparsa dei segnali di ricezione (evanescenza o *fading*) dovuta alla variazione di altezza e di densità degli strati ionizzati componenti la ionosfera. Soltanto con geniali e difficilissime esperienze di laboratorio (De Pace e Todesco) fu possibile dimostrare l'esistenza della frequenza giromagnetica nel senso indicato dagli autori della teoria. Premesso che il mezzo ionizzato magneto-attivo doveva essere costituito (come effettivamente è nella ionosfera) principalmente da elettroni liberi, e che l'onda di frequenza f_r penetrando nella ionosfera ne usciste sensibilmente attenuata a causa dell'aumento di energia degli elettroni, a spese dell'energia dell'onda, provocato dalla girointerazione, Todesco e De Pace usarono come mezzo ionizzato il gas elettronico esistente nello spazio filamento-anodo di una valvola termoionica (Philips DA 08-10). E infatti notarono un assorbimento selettivo per l'onda che si propagava attraverso il gas quando esso era sottoposto all'azione di un campo magnetico esterno di valore H corrispondente, in base al [1], alla frequenza dell'onda trasmessa.

Tuttavia, come si è detto, questa verifica rimaneva sempre limitata ad esperienze di laboratorio. Ma nel 1933 G. H. Tellegen scoprì l'effetto Lussemburgo che aprì nuovi orizzonti alle ricerche sperimentali sulla teoria magnetoionica. Com'è ormai ben noto, perchè ne abbiamo trattato sovente in questi ultimi tempi, l'effetto Lussemburgo, detto pure effetto Tellegen, effetto intermodulante o interazione delle radioonde, si ha quando, in particolari condizioni, la modulazione dell'onda di una stazione trasmittente risulta impressa, all'uscita dello strato E della ionosfera, sull'onda di un'altra stazione trasmittente di frequenza diversa, trovandosi la prima (detta disturbatrice o intermodulatrice) a circa metà della distanza tra la seconda (detta ricercata) e la stazione ricevente, ed essendo le tre stazioni presso a poco allineate su una distanza complessiva dell'ordine di un migliaio di chilometri (fig. 1). Il Tellegen si accorse per la prima volta del fenomeno allorchè, ascoltando da Eindhoven (Olanda) il programma di Radio Beromünster in Svizzera (λ = m 460), udì come brusio di fondo il programma di Radio Lussemburgo (λ = m 1190). La modulazione impressa per interazione è chiamata modulazione parassita.

La scoperta del Tellegen fu seguita nel 1937 da una teoria del fisico australiano V. A. Bailey che dimostrava come l'effetto Lussemburgo si sarebbe potuto ottenere con maggiore intensità se la stazione che lo produce (la disturbatrice) avesse emesso, invece di un'onda qualsiasi, un'onda di frequenza uguale all'incirca alla frequenza giromagnetica locale della ionosfera, ottenendosi in tal caso nella interazione delle due onde un fenomeno di risonanza (o girointerazione). Tale teoria permette di tracciare le curve rappresentative del fenomeno (indice di interazione in funzione della lunghezza d'onda della disturbatrice) per varie profondità di penetrazione dell'onda ricercata nello strato E. Infatti il grado di modulazione parassita M impresso dall'onda della stazione disturbatrice sull'onda della stazione ricercata è dato dalla relazione:

$$M = C \int_0^s N \nu \overline{w}\, ds$$

in cui:

C = funzione quasi costante dei parametri geometrici della propagazione dell'onda ricercata e della profondità di modulazione dell'onda disturbatrice;

N = concentrazione elettronica (numero di elettroni per m³);

ν = numero di urti al secondo di un elettrone contro le molecole del gas costituente la ionosfera;

$\overline{w}$ = lavoro medio compiuto sull'elettrone dal campo elettrico dell'onda incidente;

s = tratto percorso dall'onda ricercata nella ionosfera.

Fig. 1. — Schema del meccanismo secondo il quale si manifesta il fenomeno di intermodulazione ionosferica fra una stazione ricercata ed una stazione disturbatrice.

Il prodotto $N \nu \overline{w}$ rappresenta l'indice di interazione. Poichè per calcolare la funzione integranda è necessario conoscere la struttura dello strato E, ad N e ν sono dati i valori determinati dal calcolo di D. F. Martyn, cioè:

$$N = 10^6\, e^{y10^{-3}} \text{ elettroni/m}^3$$

$$\nu = 1{,}1.10^6\, e^{-y10^{-4}} \text{ urti/s}$$

in cui y è l'ordinata verticale verso l'alto misurata in metri a partire da una superficie sferica concentrica alla superficie terrestre e distante da questa circa 90 chilometri.

Le curve calcolate dal Bailey per la frequenza giromagnetica di Londra corrispondente ad una lunghezza d'onda di m 230, con potenza irradiata dalla stazione disturbatrice di 10 kW, nell'ipotesi di un campo magnetico verticale $\Omega = 8.10^6$ e con angolo d'incidenza dell'onda disturbatrice di 45°, sono di due tipi (fig. 2). Il primo tipo è rappresentato da una curva ad un solo massimo in corrispondenza della frequenza giromagnetica; il secondo tipo è rappresentato da una curva a due massimi, uno a frequenza superiore e uno a frequenza inferiore, il che dimostra che l'onda ricercata percorre due diverse traiettorie, una con una sola riflessione ionosferica e una con due riflessioni. Per penetrazioni dell'onda ricercata nello strato E comprese tra 2 e 4 km si ha un solo massimo. Quando la penetrazione supera il valore di 4,5 km si hanno due massimi. Aumentando ulteriormente la penetrazione i punti di massimo si hanno in corrispondenza di frequenze sempre più lontane dalla girofrequenza e la curva tende ad appiattirsi. Al variare, quindi, della penetrazione dell'onda della ricercata si passa dalla girointerazione alla interazione senza risonanza o effetto Lussemburgo.

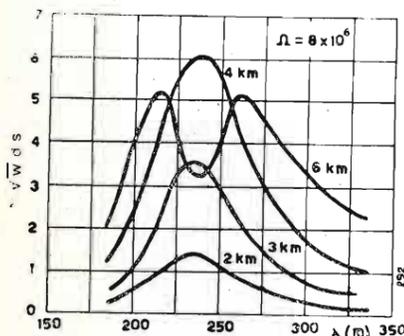



Fig. 2. — Curve teoriche del Bailey. Andamento dell'indice di interazione in funzione della lunghezza d'onda della disturbatrice. Si vede come l'effetto di risonanza dipenda dalla penetrazione dell'onda ricercata nella ionosfera.

Fu così che, in base alla teoria del Bailey, Mario Cutolo dell'Università di Napoli pensò che mediante il fenomeno di risonanza nell'interazione si sarebbe potuto arrivare a misurare direttamente la frequenza giromagnetica, con la [1], e quindi il valore H del campo magnetico terrestre nella ionosfera, con la [2], comprovando per la prima volta praticamente la teoria magnetoionica e verificando contemporaneamente la teoria del Bailey e la scoperta del Tellegen.

ESPERIENZE ITALIANE E INGLESI.

Le esperienze in Italia iniziate nel 1946, con alcuni anni di ritardo a causa della guerra, proseguirono fino al 1950. Esse furono organizzate su scala nazionale perchè era necessaria la collaborazione di diverse stazioni radio (R.A.I., Radio Vaticana e stazioni della Marina e dell'Aviazione) situate in determinati punti della Penisola per poter ottenere il fenomeno secondo le leggi enunciate dal Bailey, nonchè di alcuni particolari Istituti scientifici (Istituto Elettrotecnico Nazionale *G. Ferraris*, Istituto Idrografico della Marina, Istituto Nazionale di Ultracustica, Istituto Fisico dell'Università di Roma, Osservatorio Astronomico di Monte Mario e Osservatorio Astrofisico di Arcetri).

In base alle cinque Campagne Scientifiche Nazionali condotte nel suddetto periodo si sono avuti i seguenti risultati:

a) avvicinando la frequenza della stazione disturbatrice alla girofrequenza si è ottenuto l'effetto Lussemburgo con risonanza adoperando stazioni di modestissima potenza (1 kW circa), mentre in analoghe esperienze effettuate all'estero il fenomeno si era potuto ottenere soltanto con stazioni disturbatrici di potenza molto maggiore (100 kW circa);

b) è stata confermata l'esistenza della girointerazione delle radioonde nella ionosfera e comprovata per la prima volta in condizioni reali la teoria magnetoionica di Nichols e Shelleng;

c) si è scoperto che la frequenza di risonanza (frequenza a cui corrispondono i massimi superiore e inferiore dell'interazione e che differisce di una piccola percentuale dalla frequenza giromagnetica) varia regolarmente in funzione dell'ora notturna;

d) sono state determinate le curve di risonanza previste dalla teoria del Bailey (fig. 3);

e) per la prima volta è stato possibile registrare fotograficamente il fenomeno della girointerazione.

Nella seconda Campagna nazionale (1947) per aumentare la intensità della risonanza e rendere il fenomeno facilmente osservabile Cutolo pensò di emettere in regime impulsivo realizzando un virtuale aumento di potenza della stazione disturbatrice (Radio Napoli Sant'Elmo della Marina Militare) ed ottenendo così effetti più marcati di quelli avuti emettendo in onda continua.

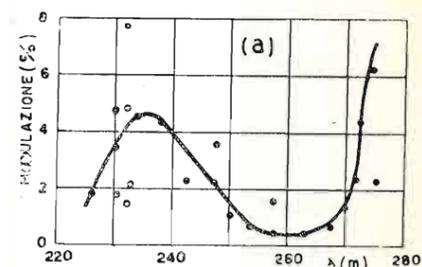



Fig. 3 *a*). — Diagramma della percentuale di modulazione parassita in funzione della lunghezza d'onda della stazione disturbatrice (• punti rilevati in una prima escursione per valori crescenti di λ; ○ punti rilevati successivamente e non considerati nel tracciamento della curva).

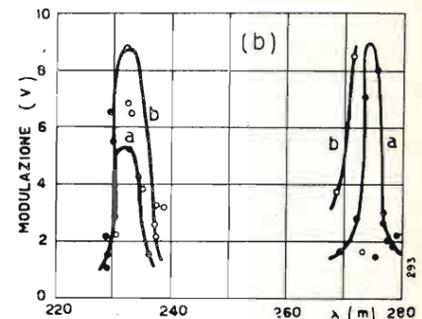
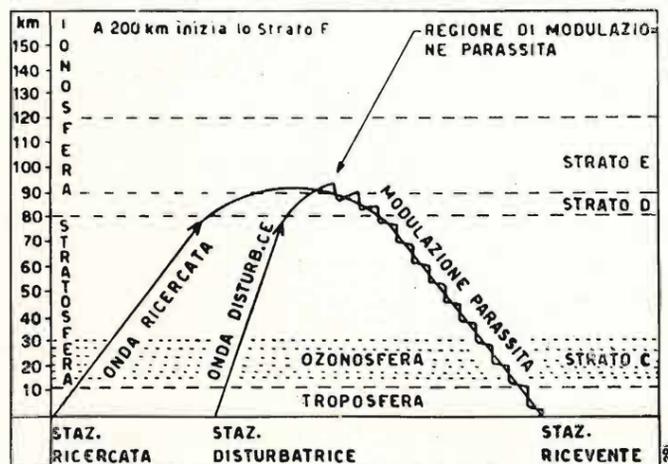



Fig. 3 *b*). — Diagramma dell'andamento della curva di risonanza in funzione della lunghezza d'onda della stazione disturbatrice (• punti rilevati in una prima escursione, curva *a*); ○ punti rilevati in una seconda escursione, curva *b*).

Con lo svilupparsi delle esperienze, iniziate come attività straordinaria dell'Istituto di Fisica Tecnica (Facoltà d'Ingegneria) dell'Università di Napoli, avendo detto Istituto dovuto cambiare l'indirizzo della sua ordinaria attività a causa delle distruzioni provocate dalla guerra a tutta l'attrezzatura sperimentale, e allo scopo di continuare ed approfondire le ricerche nella ionosfera e, nello stesso tempo, di riunire in un solo organismo tutti gli studi e le indagini relativi ai problemi della radiopropagazione in genere, venne costituito nel 1948, presso l'Istituto stesso, un apposito ente a carattere nazionale cioè il Centro di Studi sulla Radiopropagazione e Radionavigazione, con l'appoggio e la collaborazione della Marina Militare, dell'Aeronautica Militare e dell'Istituto Universitario Navale.

Durante il periodo in cui in Italia venivano fatte le suddette esperienze, anche in Inghilterra furono eseguite ricerche sperimentali per verificare l'esistenza della girointerazione da L. S. H. Huxley, J. A. Ratcliffe e rispettivi collaboratori. Essi, però, non ottenendo risultati positivi, conclusero che l'effetto di risonanza vicino alla girofrequenza non esiste. Alla stessa conclusione giunse I. J. Shaw in base a successive esperienze.

La riuscita delle esperienze italiane e la smentita da parte dei ricercatori inglesi indusse l'autore della teoria a comprovare a sua volta sperimentalmente il fenomeno ottenendo gli stessi risultati avuti dai ricercatori italiani. Egli ne dà notizia nel fascicolo del 31 maggio 1952 di *Nature* in cui definendo *remarkables* gli esperimenti condotti in Italia dal 1946 al 1950 con i quali Cutolo e collaboratori trovarono in definitiva la curva di risonanza a due massimi equidistanti dalla locale girofrequenza, osserva che la mancata riuscita delle esperienze eseguite in Inghilterra debba essere attribuita al fatto che i ricercatori inglesi non hanno tenuto conto delle particolari condizioni imposte dalla teoria affinchè il fenomeno potesse verificarsi, ovvero hanno trascurato un fattore di capitale importanza in gioco in tal genere di esperienze qual è il bordo inferiore dello strato E della ionosfera.

Ed infatti i ricercatori britannici avevano adoperato una lunghezza d'onda della stazione ricercata (m 391) troppo corta, in base alle previsioni teoriche del Bailey, per la distanza tra la ricercata (sita a Westerglen) e la ricevente (sita a Cambridge) che era di circa 450 km. Per stare nei limiti imposti dalla teoria doveva essere adoperata una lunghezza d'onda di almeno 1500 m, perchè λ è funzione della distanza tra la ricercata e la stazione ricevente. Inoltre gli inglesi si erano serviti di una banda di variazione delle frequenze della disturbatrice della larghezza di soli 5 metri (contro i 20 della banda stabilita dagli italiani); quindi troppo stretta per poter rilevare una qualsiasi variazione delle percentuali di modulazione al variare della frequenza disturbatrice. D'altra parte si deve pure considerare che, in conseguenza del Piano Radiofonico di Copenaghen, l'Inghilterra non poteva disporre di stazioni radio ad onde lunghe e di potenza relativamente bassa site in opportune località da impiegare per esperienze di girointerazione.

Tuttavia bisogna aggiungere che in occasione della visita del Cutolo l'anno scorso al Cavendish Laboratory di Cambridge, durante la quale egli discusse con Ratcliffe e collaboratori del problema della girointerazione e del disaccordo dei risultati italiani e inglesi, sono state effettuate nelle notti del 13, 14 e 15 marzo delle esperienze con le quali gli inglesi sono riusciti ad ottenere il massimo superiore della curva di risonanza. Funzionò da stazione ricercata Start Point (100 kW) con frequenza di 1052 kHz, da disturbatrice Washford (70 kW) la cui frequenza variava da 1214 a 1421 kHz, con frequenza di modulazione della portante di 67 Hz e profondità di modulazione del 60 %; la stazione ricevente era a Cambridge (Cavendish Laboratory). La banda di variazione delle frequenze che nelle precedenti esperienze (1949) era, come si è detto, di soli 5 metri, fu allargata a 36 metri.

Il risultato di queste esperienze non è stato pubblicato forse perchè gli inglesi attendevano di organizzare ulteriori esperimenti e dare poi un resoconto definitivo, e pertanto il Bailey nella sua memoria non ne fa menzione.

Esperienze australiane.

Le esperienze eseguite in Australia da V. A. Bailey e collaboratori si svolsero nei mesi di ottobre del 1950 e del 1951. La stazione disturbatrice era ad Armidale (New South Wales), la ricercata a Brisbane (Stazione Nazionale 4QR), potenza 10 kW e frequenza 590 kHz, la ricevente a Katoomba (New South Wales) essendo Armidale quasi a metà della distanza (km 740) che congiunge Brisbane a Katoomba. La girofrequenza locale per Armidale venne stimata, in base ai dati magnetici, in 1530 kHz.

Degno di nota il fatto che il Bailey ha adoperato come stazione disturbatrice una stazione funzionante in regime impulsivo e cioè ha adottato lo stesso metodo degli impulsi adoperato per la prima volta dal Cutolo (nelle sole esperienze del 1947). Infatti la disturbatrice irradiava verticalmente da un aereo orizzontale impulsi della forma quadrata di 1 millisecondo di durata con cadenza di 40 per secondo. La potenza di picco dell'impulso era tenuta quasi costante a 36 kW. La radiofrequenza era mantenuta costante per 2 minuti su ciascuna delle seguenti: kHz 1255, 1385, 1455, 1530, 1605, 1680, 1755 e 1880 le quali sono contenute entro $\pm$ 23 % della frequenza giromagnetica.

Le esperienze venivano eseguite di notte tra le ore 01,00 e 02,20 del Tempo Medio Australia Orientale. Ogni notte la frequenza dell'onda disturbatrice era variata 4 volte lungo il seguente ciclo: kHz 1530, 1605, 1455, 1680, 1385 e 1755. Ogni ciclo durava 17 minuti. Inoltre il quarto ciclo era esteso alle frequenze 1880 e 1255 kHz. Dato che non si vedeva modulazione impressa ma si vedevano impulsi impressi, per poterli misurare si stabilì uno *standard* di paragone. L'onda ricercata veniva modulata per 30 secondi ogni 2 minuti con una frequenza di modulazione di 80 Hz e un grado di modulazione del 5 %.

Il metodo di osservazione era il seguente: venivano adoperati due ricevitori di cui uno accordato sull'onda ricercata e l'altro sull'onda disturbatrice. Le uscite di questi due ricevitori andavano a uno dei raggi di un oscillografo a doppio raggio. La base del tempo dell'oscillografo aveva la frequenza di 80 Hz. In tal modo si aveva sullo schermo dell'oscillografo l'impulso impresso e la modulazione del 5 %, il confronto tra le due grandezze dava il valore della modulazione incrociata.

Conclusione.

Le esperienze australiane, condotte in condizioni completamente differenti come metodo e in latitudine, stagione e ore diverse da quelle ultime conclusive fatte in Italia (mesi di giugno e luglio 1949 e 1950) e con potenza anche diversa (36 kW in regime impulsivo della disturbatrice australiana, 3000 W in onda continua della disturbatrice italiana) hanno definitivamente confermato tutte le previsioni teoriche e quindi pienamente riconfermato i risultati delle esperienze italiane.

Applicazione pratica importante è principalmente quella di poter studiare, mediante l'interazione delle radioonde, le proprietà fisiche dello strato E, studio che non si può fare con gli usuali apparati di radiosondaggio per le difficoltà tecniche di emettere in regime impulsivo onde di media frequenza (intorno ai 600 metri di lunghezza). Difatti nei *Bollettini Ionosferici* si può notare che la colonna relativa allo stato elettrico della regione E è generalmente vuota perchè le onde emesse dagli apparati di radiosondaggio vengono riflesse dagli strati F_1 ed F_2 ma non dallo strato E. Invece mediante l'interazione delle radioonde è possibile esplorare detto strato (parte inferiore) e dalle curve di risonanza che si ottengono si possono ricavare: la densità elettronica (che si ritiene aumenti con l'altezza), la frequenza di collisione ν, il coefficiente G (perdita di energia subita da un elettrone nell'urtare una molecola neutra), la temperatura e la composizione dell'aria all'altezza di 90-100 km e l'intensità totale del campo magnetico terrestre le cui variazioni si attribuiscono allo stato della regione E.

Da queste indagini si possono dedurre informazioni sull'attività solare e studiare le molteplici relazioni tra fenomeni solari e corrispondenti fenomeni terrestri ed è possibile pure stabilire correlazioni ionosferico-meteorologiche (% del grado di modulazione nella girointerazione e pressione atmosferica al suolo, % del grado di modulazione e altezza della superficie isobarica, ecc.). Infine da questo particolare metodo di disturbo delle radioonde potranno derivarne possibili applicazioni militari e probabili altre applicazioni di cui per adesso è prematuro parlare.

All'indomani della comunicazione del prof. Bailey con la quale egli dava ufficialmente atto ai ricercatori italiani del brillante risultato delle loro laboriose esperienze, il dr. Cutolo al termine di una riunione di seminario tenuta per l'occasione rinnovava i ringraziamenti a tutti gli Enti che con la loro preziosa collaborazione hanno reso attuabili le Campagne Scientifiche Nazionali conclusesi con una bella affermazione della scienza italiana e particolarmente alla Marina e all'Aviazione, alla R.A.I., alla Radio Vaticana e all'Istituto Elettrotecnico Nazionale *G. Ferraris*, nonchè al Presidente del Centro Studi, prof. Enzo Carlevaro, per aver incoraggiato le ricerche e dato il suo costante interessamento.

Dott. Angelo Sciacchitano
Centro Studi di Radiopropagazione e Radionavigazione, Napoli.

Bibliografia

1 - Appleton E. V.: « Proceedings Physical Society », 37, 1925.

2 - Nichols H. W. e Shelleng J. C.: « Bell System Journal », 4, 1925.

3 - De Pace V.: « Dati e memorie sulle radiocomunicazioni », C.N.R., 1925.

4 - Todesco G.: « Alta Frequenza », marzo 1932.

5 - Tellegen B. D. H.: *Interaction between radio waves*, « Nature », 131, 1933.

6 - Martyn D. F.: « Proceedings Physical Society », 47, 1934.

7 - Bailey V. A.: *Interaction by resonance of radio waves*, « Nature », 139, 1937.

8 - Cutolo M.: *La verifica della teoria magnetoionica mediante la girointerazione delle radioonde nella ionosfera*, « Atti del Congresso Internazionale per il cinquantenario della scoperta marconiana della radio », 1948.

9 - Cutolo M., Ferrero R., Motzo M.: *Determinazione sperimentale della curva di risonanza nel fenomeno di girointerazione*, « Alta Frequenza », febbraio 1950.

10 - Carlevaro E.: *Storia ed attività del Centro Studi per la Radiopropagazione e Radionavigazione di Napoli*, « La Ricerca Scientifica », aprile 1950.

11 - Sciacchitano A.: *Il fenomeno di girointerazione delle radioonde e la ionosfera*, « Televisione Italiana », n. 11, maggio 1951, n. 12, settembre 1951.

12 - Sciacchitano A.: *Le ricerche ionosferiche*, « Radio Industria », numeri 153-154, settembre-dicembre 1951.

13 - N. N.: *Italiani e inglesi di fronte alla girointerazione*, « Radio Industria », id. id.

14 - Cutolo M.: *Determinazione sperimentale delle curve di risonanza nel moto degli elettroni lenti dell'alta atmosfera*, « Il Nuovo Cimento », n. 5, maggio 1952.

15 - Bailey V. A., Smith R. A., Landecker K., Higgs A. J., Hibberd F. H.: *Resonance in gyrointeraction of radio waves*, « Nature », n. 4309, 31 maggio 1952.

(115)

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 40
Novembre 1952

Su alcuni dati di ronzìo della valvola 1620 GT

Il pentodo 1620 GT, per la sua particolare geometria è indicato per l'uso in circuiti critici per rumore di fondo e microfonicità.

Per ciò che concerne il rumore di fondo, senza condensatore catodico e con resistenza catodica di 2500 Ω, resistenza di griglia di 0,1 MΩ, la tensione equivalente di rumore di fondo (ronzìo e fruscìo) sulla griglia della valvola non è superiore a:

— 30 μV con presa centrale del filamento connessa a massa;

— 20 μV con presa centrale del filamento connessa ad una tensione positiva di circa 25 V.

Ulteriori riduzioni del rumore di fondo possono essere conseguite con una presa centrale regolata e mettendo in parallelo alla resistenza catodica di polarizzazione un condensatore dell'ordine di 25 ÷ 50 μF.

I dati sopra riportati si intendono riferiti per amplificatori lineari entro ± 1 dB fino a 10000 Hz e ± 3 dB fino a 15000 Hz.

Per quanto riguarda la microfonicità il tubo non richiede particolari accorgimenti di montaggio sugli amplificatori, nei quali il valore della tensione di ingresso sia superiore a 5 mV per la massima potenza di uscita.

La valvola 3V4

La 3V4 è un pentodo amplificatore di potenza miniatura da usarsi come finale negli apparati alimentati con batteria.

Essa completa la serie delle miniature 1,4 V.

FIVRE
3 V 4

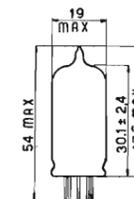



Fig. 1. — Dimensioni di ingombro della valvola 3V4.

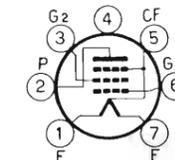



Fig. 2. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 3V4 (vista da sotto).

Pentodo amplificatore di potenza:
Bulbo: BO9
Zoccolo: miniatura a 7 piedini

Connessioni allo zoccolo:

Piedino 1-7	filamento
Piedino 2	anodo
Piedino 3	griglia schermo (g_2)
Piedino 4	non connesso
Piedino 5	presa centrale filamento e soppressore
Piedino 6	griglia (g_1)

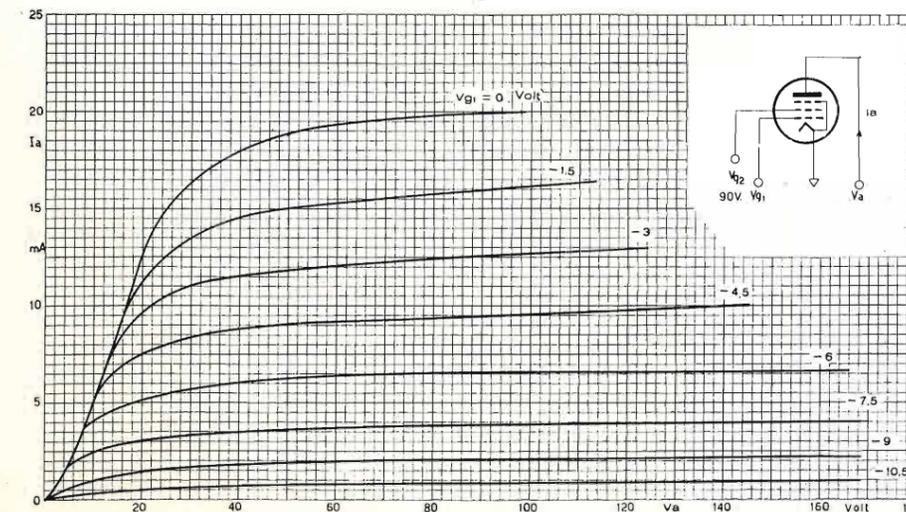



Fig. 3. — Caratteristiche anodiche della valvola 3V4.

Catodo:	rivestito a riscaldamento diretto
Accensione (c. c.)	serie 2,8 V — 0,05 A (1) parall. 1,4 V — 0,1 A (2)
Posizione di montaggio	qualsiasi

VALORI LIMITI

Filamenti in:	serie (1)	parallelo (2)
Massima tensione anodica	90	90 V
Massima tensione di schermo (G_2)	90	90 V
Massima corrente catodica (in assenza di segnale)	6 (3)	12 mA

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE
(senza schermo esterno)

Griglia 1 - anodo	0,2 pF
ingresso	5,5 pF
uscita	3,8 pF

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO
(Amplificatore Classe A_1)

Filamenti in:	serie (1)		parallelo (2)
Tensione anodica	90	85	90 V
Tensione di schermo ...	90	85	90 V
Tensione di griglia (G_1) (4)	—4,5	—5	—4,5 V
Tensione di ingresso (val. eff.)	4,5	5	4,5 V
Resistenza anodica	0,12	0,12	0,1 MΩ
Transconduttanza	2000	1975	2150 μA/V
Corrente anodica (senza segnale)	7,7	6,9	9,5 mA
Corrente di schermo (senza segnale)	1,7	1,5	2,1 mA
Resistenza di carico	10 000	10 000	10 000 Ω
Distorsione totale	7	10	7 %
Potenza di uscita con segnale max	240	250	270 mW

(1) La tensione di accensione di 2,8 V deve essere applicata ai piedini 1 (negativo) e 7 (positivo).

(2) La tensione di accensione di 1,4 V va applicata ai piedini 1 e 7 collegati insieme (positivo della tensione) e il piedino 5 (negativo).

(3) In caso di accensione a 1,4 V per ciascuna sezione. Se invece le due sezioni sono in serie occorre un resistore tra i piedini 1 e 5.

(4) Riferita al piedino 1 nel caso di accensione in serie e al piedino 5 nel caso di accensione in parallelo.

La valvola 6AV6

La 6AV6 è un doppio diodo triodo miniatura da usare negli apparati riceventi quale rivelatore amplificatore e C.A.V.

La sezione triodo che possiede alta transconduttanza ed alto μ è adatta ad erogare una notevole tensione d'uscita indistorta con debolissima eccitazione. La 6AV6 differisce dalla 12AV6 solo per l'accensione.

FIVRE
6 A V 6

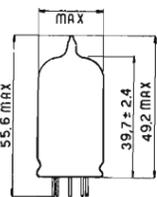



Fig. 4. — Dimensioni di ingombro della valvola 6AV6.

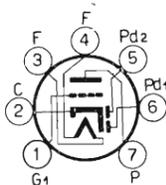



Fig. 5. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 6AV6 (vista da sotto).

Doppio diodo-triodo
Bulbo: BO9
Zoccolo: miniatura a 7 piedini

Connessioni allo zoccolo:

Piedino 1	griglia triodo
Piedino 2	catodo
Piedino 3-4	filamento
Piedino 5	placca diodo 2
Piedino 6	placca diodo 1
Piedino 7	placca triodo

Catodo a riscaldamento indiretto:	
Accensione (c.c. o c.a.)	6,3 V — 0,3 A
Posizione di montaggio	qualsiasi

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE DIRETTE

	Con schermo esterno (1)	Senza schermo esterno
Griglia triodo-anodo	2,0	2,0 pF
ingresso triodo	2,2	2,2 pF
uscita triodo	1,2	0,8 pF
Griglia anodo-diodo 2 (Max) ..	0,04	0,04 pF

Fig. 6. — Caratteristiche anodiche della valvola 6AV6.

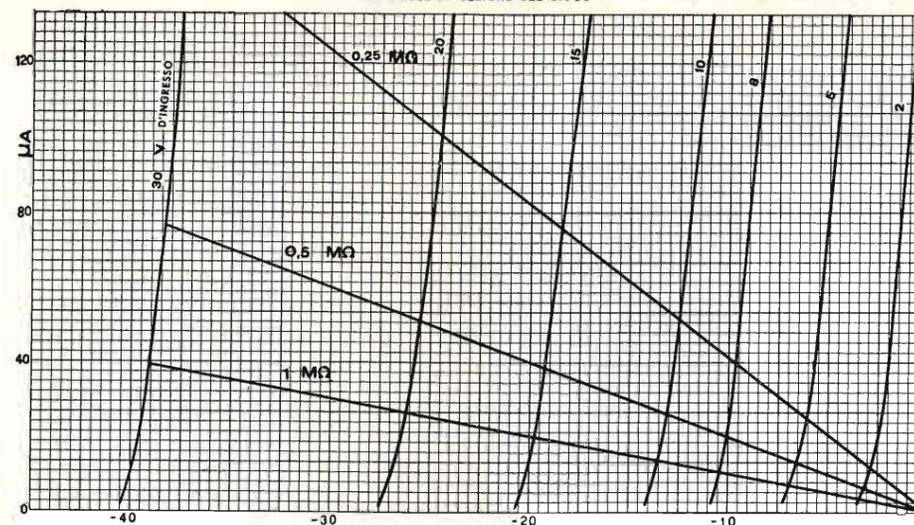



Fig. 7. — Caratteristiche di rettificazione dei diodi della valvola 6AV6.

VALORI LIMITI

Massima tensione filamento catodo	90 V
Massima tensione anodica	300 V
Massima tensione di griglia	0 V
Massima dissipazione anodica	0,5 W
Massima corrente per ciascuna sezione diodo ..	1,0 mA

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO
Amplificatore classe A_1

Tensione anodica	100	250 V
Tensione di griglia	—1	—2 V
Coefficiente di amplificazione ...	100	100 V/V
Resistenza anodica	80	62,5 KΩ
Transconduttanza	1250	1600 μA/V
Corrente anodica	0,5	1,2 mA
Valore medio della corrente per ciascuna sezione diodo con 10 V di tensione raddrizzata		20 mA

(1) Schermo esterno collegato al piedino 2.

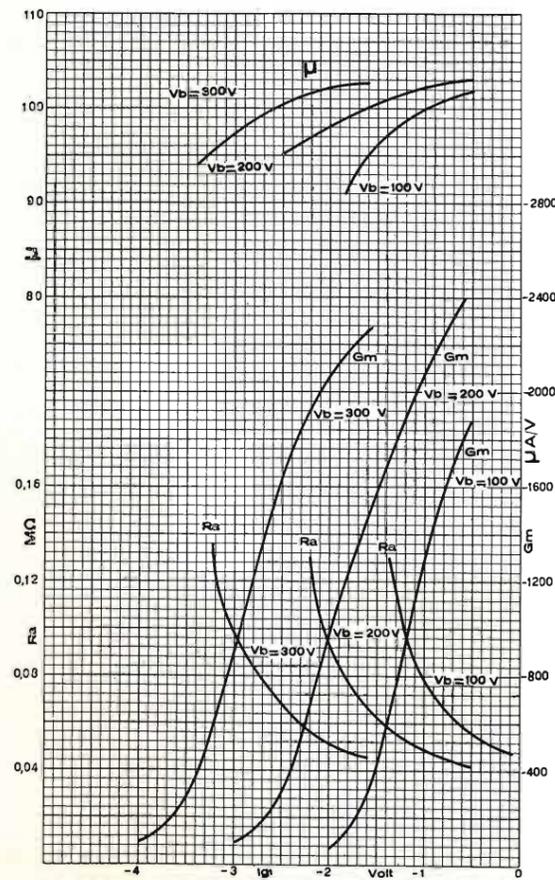



Fig. 8. — Caratteristiche medie della valvola 6AV6.

Nuove valvole

La 12TE9 FIVRE è un triodo-esodo miniatura adatto come miscelatrice, tipicamente progettato per essere adoperato nei ricevitori normali.

Le ridotte capacità interelettrodiche ne fanno un tubo di ottime prestazioni alle frequenze elevate.

Ne diamo pertanto le caratteristiche ed alcune condizioni normali d'impiego quale convertitore di frequenza, nonchè alcune curve caratteristiche di funzionamento.

1 2 T E 9
Triodo-esodo

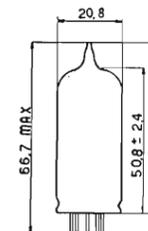



Fig. 9. — Dimensioni di ingombro della valvola 12TE9.

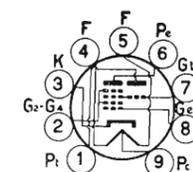



Fig. 10. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 12TE9 (vista da sotto).

Bulbo miniatura 9 piedini.

Connessioni allo zoccolo:

Piedino 1	placca triodo
Piedino 2	griglia 2-4
Piedino 3	catodo
Piedino 4-5	filamento
Piedino 6	placca esodo
Piedino 7	griglia triodo
Piedino 8	griglia esodo
Piedino 9	presa centrale del filamento

Catodo:	a riscaldamento indiretto
Accensione (c.c. o c.a.)	in parallelo 6,3 V 0,3 A in serie 12,6 V 0,15 A
Posizione di montaggio	qualsiasi

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE

Sezione esodo (senza schermo)

Griglia 1 — anodo esodo	0,25 pF
Griglia 1 — griglia 3 + griglia triodo	0,5 pF
Griglia 3 + griglia triodo anodo esodo	0,5 pF
Griglia 1 — tutti gli altri: ingresso R. F.	5,7 pF
Placca — tutti gli altri: uscita R. F.	14 pF

Sezione triodo (senza schermo)

Griglia-placca	1,7 pF

Mutue (senza schermo)

Griglia triodo + griglia 3 esodo — tutti gli altri elettrodi meno anodo-triodo (ingress. oscillat.)	7,4 pF
Anodo triodo — tutti gli altri elettrodi meno griglia triodo (uscita oscillatore)	2,4 pF
Griglia 1 esodo — anodo-triodo	0,1 pF

VALORI LIMITI

Esodo

Max. tens. anod. a freddo (V_{ac})	550 V
Max. tens. anod. in funzionamento (V_a)	250 V
Max. dissipaz. anodica (W_a)	1,5 W
Max. tens. schermo a freddo (V_{go}2-4)	550 V
Max. tens. schermo in funzionamento	100 V
Max. dissipazione di schermo	0,5 W
Max. tensione griglia 1	0 V

Triodo

Max. resistenza di griglia 1	2,5 MΩ
Max. tens. a freddo	550 V
Max. tens. in funzionamento	125 V
Max. dissipazione anodica	0,8 W
Max. corrente catodica totale	15 mA
Max. tensione f-k (1)	90 V

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Convertitore di frequenza

Tensione anodica esodo	100	180	250 V
Tensione schermo esodo	55	75	100 V
Tensione anodica triodo	100	100	100 V
Tensione griglia 1 — esodo	0	—1	—2 V
Corrente anodica esodo	1,9	2,1	3 mA
Corrente schermo esodo	5,5	4,5	4,5 mA
Corrente anodica triodo	3,4	3,4	3,4 mA
Corrente catodica totale	11	10,2	11,1 mA
Transconduttanza di conversione (G_c)	570	700	750 μA/V
Resistenza anodica (circa)	0,75	1	1 MΩ
Corrente griglia oscillatore (2)	200	200	200 mA
Polarizzazione per G_c = 1/100	—11	—16	—20 V
Corrente anodica triodo all'innesco	—	—	11 mA
Transconduttanza triodo all'innesco	—	—	3000 mA/V
Coefficiente di amplificazione triodo per V_g = 0	—	—	22 V/V

(1) La tensione tra catodo e filamento quando essi non sono connessi direttamente deve essere mantenuta più bassa possibile.
(2) Con Rg = 50 KΩ.

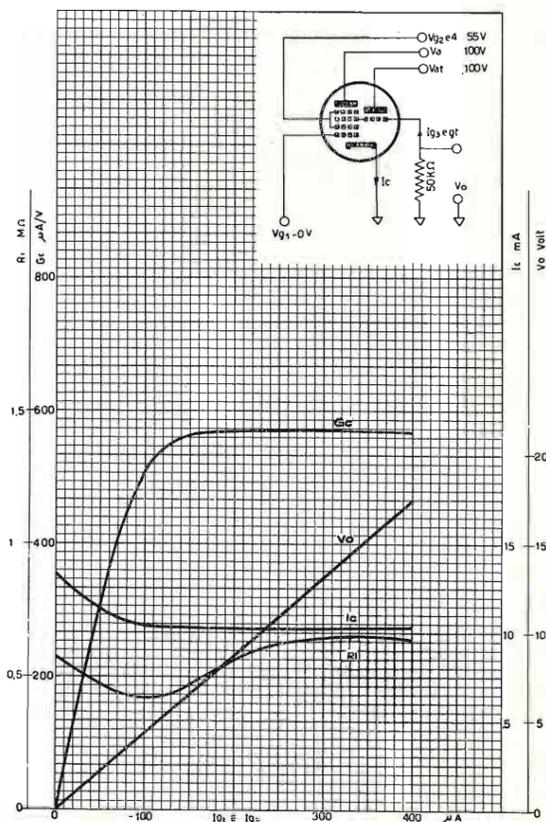
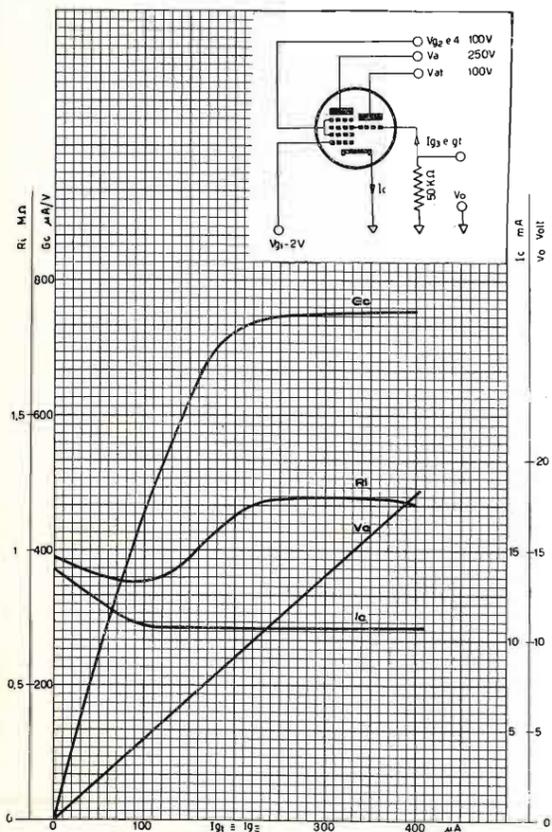



Fig. 11. — Caratteristiche di funzionamento della valvola 12TE9 con tensione di anodo-esodo ed anodo-triodo di 100 V e 55 V di griglia schermo (g_2).

Fig. 12. — Caratteristiche di funzionamento della valvola 12TE9 con tensione anodica di 250 V, e tensione di anodo-triodo e griglia schermo di 100 V.

NOTIZIARIO INDUSTRIALE

RESISTORI «NEOHM»

Il termine resistore a composizione, notevolmente generico, è attribuito a quel gruppo di resistori in cui un conduttore è mescolato con un legante in opportune e definite proporzioni in modo da ottenerne un materiale resistivo, che può assumere la forma di un corpo solido o di un film.

Vogliamo qui parlare di un particolare tipo di resistore, appartenente a tale categoria, che può essere definito come «resistore isolato a *filamento* resistivo» (1).

Questo così detto *filamento* è un tubo capillare di vetro speciale opportunamente ricoperto sulla sua superficie esterna da una vernice conduttiva che viene polimerizzata ed indurita.

La trafilatura, la calibratura, la verniciatura e la sua cottura sono le diverse fasi della lavorazione del filamento che è destinato a svolgere la funzione resistiva vera e propria.

Questo tubo capillare è misurato elettricamente con una stabilita tolleranza sulla sua continuità e troncato in lunghezze di circa 60 cm. Bisogna quindi portare ad una lunghezza prefissata, con condizioni di ottimo taglio, questo vetro, il cui diametro sia esterno che interno varia secondo la potenza del resistore, così come la lunghezza.

Per stabilire dei punti di riferimento, il filamento per il tipo BTS (1/2 Watt) ha diametro esterno di mm 1,4 e lunghezza di mm 6,6 mentre il filamento del tipo BTA (1 Watt) ha il diametro esterno di mm 1,85 e lunghezza di mm 14,5 e il filamento per il tipo BTB (2 Watt) ha il diametro esterno di mm 1,9 e lunghezza di mm 28,2.

Allo scopo di ridurre il rapporto «volume del resistore/potenza da esso dissipata», cosa veramente importante nei montaggi per radio e televisione dove la questione spazio è talora di grande importanza, occorre favorire, il più possibile, lo smaltimento di calore prodotto dalla dissipazione di potenza.

A tale scopo, come si vede in figura 1, i terminali vengono introdotti, per una lunghezza determinata, entro il tubetto di vetro, che è l'elemento resistente vero e proprio, prelevando il calore dove si sviluppa ed asportandolo grazie alla elevata conduttività termica del rame stagnato che costituisce il terminale.

Il contatto terminale col filamento è assicurato da una resina conduttiva che presenta sempre una bassissima resistenza rispetto a quella del filamento, la quale polimerizza a caldo indurendo.

Il montaggio così effettuato viene rivestito di bachelite ricca in mica, stampata ad alta pressione.

(1) I resistori «Neohm» sono fabbricati su licenza dell'«International Resistance Company», Filadelfia, U.S.A.

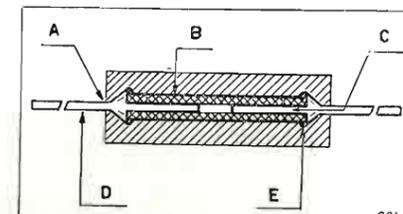



FIG. 1. — Struttura dei resistori «Neohm»: a) Sigillato contro l'umidità e isolato da bachelite stampata; b) Pellicola di materiale resistente, depositata su un supporto di vetro speciale; c) I terminali, introdotti nel supporto di vetro speciale, ne asportano rapidamente il calore; d) Filo di rame abbondantemente stagnato per facilitare la saldatura e fermamente ancorato all'interno del resistore; e) Contatto a bassa resistenza fra l'elemento resistivo e i terminali.

Dopo di ciò il resistore viene verniciato coi colori del codice per l'identificazione del valore in ohm, e misurato in modo da qualificarlo in una delle tre categorie a seconda della tolleranza sul valore nominale cioè ± 5 %, ± 10 % e ± 20 %.

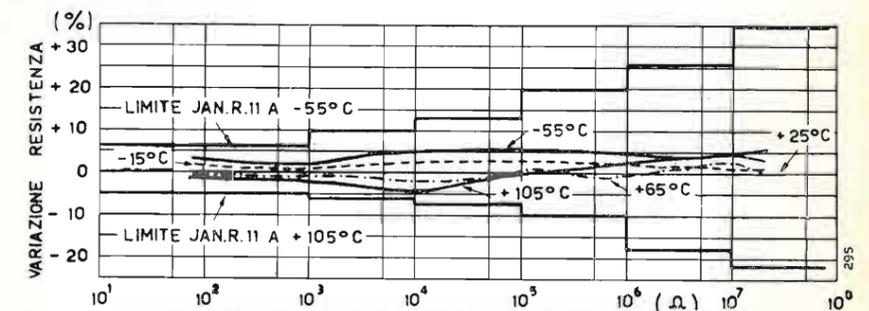
I resistori completamente finiti hanno le seguenti dimensioni:

	diametro	lunghezza
BTS (½ Watt)	3,2 mm	— 10,3 mm
BTA (1 »)	6,3 mm	— 18 »
BTB (2 »)	6,3 mm	— 32 »

Dal punto di vista delle caratteristiche tecniche questi resistori soddisfano alla serie di prove che negli Stati Uniti d'America vanno sotto il nome di JAN-R-11 (Joint Army Navy), elemento di assoluta garanzia anche per gli impieghi militari. Inoltre continue ricerche e controlli assicurano che i resistori diano ottimi risultati anche sotto le più severe condizioni.

Ciascuna delle curve delle figure 2 e 3 è ricavata da prove su pezzi di serie ed alcuni diagrammi sono stati indicati con limiti di massimo e di minimo. Questi rappresentano i limiti di partite tipiche di resistori e non intendono indicare dei limiti assoluti.

In ogni caso i limiti Jan sono stati dati per stabilire dei termini di confronto.

Riguardo alla figura 2 relativa alle caratteristiche di temperatura, in essa sono riportate le curve per 5 temperature standard secondo le disposizioni del Jan e cioè — 55°C, — 15°C, + 25°C, + 65°C e + 105°C. La variazione di resistenza è comunque sempre minore del ± 5 % e di gran lunga entro i limiti JAN-R-11.

Nella figura 3 sono indicate le caratteristiche di frequenza. Queste curve, ricavate sperimentalmente, indicano di quanto, percentualmente, differisce la resistenza in corrente alternata rispetto a quella in continua, per valori di frequenza fino a 500 MHz. Queste curve sono tracciate per 8 valori di resistenza da 300 ohm a 1 megaohm incluso, mentre per altri valori si può interpolare. Osserviamo che per valori di resistenza fino a 3,3 kohm non vi è quasi differenza fino a valori dell'ordine di 100 MHz.

La curva della figura 4 rappresenta la variazione di potenza dissipata ad alta temperatura ambiente. Quando, infatti, i resistori BT sono usati a temperature ambienti superiori a 40°C il carico non deve superare quello indicato dalla curva JAN-R-11. Per esempio un BTA, resistore di 1 Watt, in un ambiente a 70°C, non deve essere caricato a più della metà del carico nominale cioè a 0,5 Watt.

CARATTERISTICHE DEI RESISTORI BT.

Coefficiente di tensione. — La variazione percentuale per Volt è negativa e compresa tra lo zero e il — 0,01 % per valori da 1000 ohm a 10 Megaohm.

Rumorosità. — Per la costruzione stessa del filamento il livello è uniforme e sensibilmente basso.

Umidità e immersione in acqua salata. — L'elemento resistente dei BT è protetto contro l'umidità da una resina fenolica stampata ad alta pressione, che effettua una accurata sigillatura al punto di uscita dei terminali. Questa costruzione permette ai resistori di superare la severa prova di immersione in acqua salata del JAN-R-11.

FIG. 2. — Caratteristiche di variazione della resistenza al variare della temperatura dei resistori «Neohm» tipo BTS da 1/2 W.

Sovraccarico. — Il 50 % ÷ 100 % di sovraccarico può essere applicato per brevi periodi senza danneggiare il resistore. Un carico 2,5 volte quello medio per la durata di 5 secondi porta soltanto una lieve variazione del valore di resistenza.

Invecchiamento. — L'indurimento e la stabilizzazione del filamento eliminano questo problema.

Vibrazione. — La variazione è contenuta entro il limite ammissibile massimo dell'1 % sotto la prova di vibrazione per 5 ore.

Saldatura. — La resistenza varia durante la prova di saldatura del JAN-R-11. La variazione è minore dell'1 % per la massima parte dei valori, entro il 3 % (limite Jan) per qualunque valore.

CARATTERISTICHE DEL RESISTORE BTS.

E' prodotto nei valori RMA (Radio Manufacturers Association) approvati dall'UNEL (Unificazione Elettrotecnica) da 82 ohm a 22 Megaohm.

Potenza e tensione: 1/2 Watt (a 40°C), 350 V di tensione continua. Vedere curva di variazione per più alte temperature ambienti (fig. 4).

Temperatura a carico medio: 40°C.
Capacità di shunt: mediamente 0,175 pF.
Tensione disruptiva: 750 V.
Dimensioni: lunghezza mm 10,3
diametro mm 3,2
lunghezza terminali mm 38
diametro terminali mm 0,8

CARATTERISTICHE DEL RESISTORE BTA.

E' prodotto nei valori RMA da 100 ohm a 22 Megaohm.

Potenza e tensione: 1 Watt (a 40°C), 500 V di tensione continua. Vedere curva di variazione per più alte temperature ambienti (fig. 4).

Temperatura a carico medio: 52°C.
Capacità di shunt: mediamente 0,265 pF.
Tensione disruptiva: 1000 V.
Dimensioni: lunghezza mm 18
diametro mm 6,3
lunghezza terminali mm 38
diametro terminali mm 1

FIG. 3. — Caratteristiche della riduzione di resistenza dei resistori « Neohm » tipo BTS al crescere della frequenza.

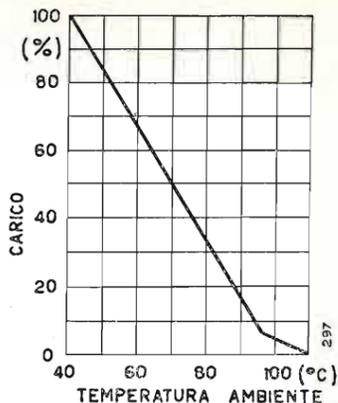



FIG. 4. — Caratteristica di riduzione del carico consentito per i resistori « Neohm » al crescere della temperatura ambiente.

CARATTERISTICHE DEL RESISTORE BTB.

E' prodotto nei valori RMA da 300 ohm a 22 Megaohm.

Potenza e tensione: 2 Watt (a 40°C), 500 V di tensione continua. Vedere curva di variazione per più alte temperature ambienti (fig. 4).

Temperatura a carico medio: 75°C.
Capacità di shunt: mediamente 0,35 pF.
Tensione disruptiva: 1000 V.
Dimensioni: lunghezza mm 32
diametro mm 6,3
lunghezza terminali mm 38
diametro terminali mm 11

Dott. ing. FELICE RUATA
della Magnadyne Radio

NOTIZIARIO

LA 19ª RADIO SHOW DI EARLS COURT A LONDRA

Come la nostra A.N.I.E. in Italia, così la sua consorella inglese *Radio Industry Council*, puntualmente presenta al pubblico la nuova produzione radio-televisiva nella « Radio Show », mostra posta sotto l'alto patronato di S. M. la Regina Madre d'Inghilterra, a cui partecipano tutte le grandi firme inglesi.

Chi, come noi, ha seguito questa manifestazione in tutte le sue edizioni del dopoguerra, avrà avuto certo la sensazione che il suo nome avrebbe potuto essere cambiato da « Mostra della Radio » in quello di « Mostra della Televisione » tanto questa ultima era predominante.

La produzione di apparecchi riceventi televisivi in Inghilterra è in continuo aumento e questo dimostra come sia grande l'interesse del pubblico per il nuovo servizio. Vi sono in Inghilterra circa due milioni di telespettatori regolari, senza contare quelli clandestini che non devono mancare se il G.O.M. ha attrezzato delle autovetture dotate di dispositivi per individuarli. Una di queste vetture era presentata in funzione alla Mostra, quasi a servire di monito ai clandestini in atto od *in pectore*. Il servizio di ricerca è svolto a spese del G.O.M. che dipende dal Ministero delle Poste; quest'ultimo partecipa ufficialmente alla Mostra anche con un'altra dimostrazione tecnica: la caccia alle interferenze che disturbano le ricezioni televisive. Si tratta di un servizio pubblico già in atto; e l'utente disturbato non ha che da rivolgersi al competente ufficio, che invia sul posto i propri tecnici per individuare i disturbi e ricercarne le fonti e per precisare i mezzi per eliminarli. Questo ci è stato ampiamente illustrato dal sig. Moss, ingegnere del Ministero delle Poste britannico.

Il Governo partecipava poi alla Mostra anche per tramite delle sue forze armate. La Marina presentava un grande plastico che illustrava il sistema usato per la scorta e la difesa dei convogli navali durante la guerra, mettendo in risalto quale importanza avessero, in questo campo, le applicazioni elettroniche. Era pure interessante una dimostrazione dell'uso della televisione per la ricerca dei sottomarini.

L'Esercito, oltre alle normali attrezzature radio e radar, presentava una perfetta riproduzione funzionante, in miniatura, di una postazione antiaerea, con tutti i complessi sistemi di telecomunicazione ad essa relativi. Per ultima l'Aeronautica esponeva e dimostrava tutte le meravigliose applicazioni elettroniche che rendono il volo sicuro e tranquillo. Era pure esposto un missile radiocomandato. Tutte le applicazioni venivano spiegate nei minimi particolari da competenti, e il sempre numeroso pubblico presente a tali dimostrazioni era una prova del diffuso interesse che esse suscitavano.

La B.B.C. era presente con numerosi « stands » oltre ai soliti studi per le trasmissioni radiofoniche e di televisione.

Ritornando alla parte industriale, la televisione era, come si diceva, dominante. La novità di quest'anno consisteva nella presentazione dei cinescopi con schermi rettangolari da 17", variamente colorati dal blu pallido al rosato, colorazioni scelte in modo da diminuire il fastidio causato talvolta dal bianco-nero. Vi erano in vendita ricevitori con schermo da 14" a sole 40 sterline, pari a 68 000 lire, ottimi sia dal punto di vista tecnico sia dal punto di vista estetico.

Le trasmissioni televisive britanniche sono ottime, specie dal punto di vista dei programmi. Pur essendo lo standard inglese di sole 405 righe, la riproduzione delle immagini è veramente soddisfacente. Parecchie case costruttrici hanno presentato ricevitori a 625 righe e presto vedremo apparire anche in Italia la produzione televisiva inglese, poichè diversi industriali italiani hanno concluso accordi con costruttori inglesi.

Abbiamo visto anche qualche apparecchio radioricevente a modulazione di frequenza, costruito in vista della installazione di nuove trasmittenti di tale tipo.

Conviene, per completare questo quadro sintetico della Mostra inglese, riportare qualche dato statistico:

STATISTICA DELLA PRODUZIONE E VENDITA DI APPARECCHI TELEVISIVI

Periodo	*Produzione*	*Venduti ai commercianti*	*Esportazione*	*Utenti*
1946	6 500	6 200	—	
1947	28 200	27 700	13	
1948	90 800	88 500	66	
1949	210 800	207 500	38	
1950	537 300	505 000	94	
1951	712 900	690 000	571	
1952				
Gennaio	69 900	63 600	21	
Febbraio	62 200	70 100	20	
Marzo	71 400	71 300	32	
Aprile	64 200	53 100	108	
Maggio	65 100	41 200	94	
Giugno	55 500	24 000	?	
Totali	1 974 800	1 848 200	1 047	1 538 550

VENDITE AL DETTAGLIO

Diamo qui di seguito le statistiche fornite dall'Associazione Britannica tra i rivenditori radio-televisivi circa la quantità media di apparecchi venduti in ciascun mese per rivenditore:

	Radio		*Televisione*	
	1951	*1950*	*1951*	*1950*
Novembre	9,17	15,33	14,26	9,0
Dicembre	11,16	18,51	15,08	14,2
	1952	*1951*	*1952*	*1951*
Gennaio	9,05	12,29	12,51	9,79
Febbraio	7,73	12,75	11,15	12,12
Marzo	6,73	12,09	8,29	12,14
Aprile	5,44	17,26	3,72	15,62
Maggio	5,11	8,35	3,16	6,43
Giugno	4,58	6,31	3,15	3,32

Secondo questa Associazione le vendite per contanti hanno subito una riduzione del 24 % dal gennaio 1952 al mese di aprile dello stesso anno, mentre la contrazione nelle vendite rateali è stata addirittura del 59 % e ciò in seguito alle nuove norme su tale forma di vendita. Per i telericevitori si è verificata una riduzione del 61 % nelle vendite per contanti e del 78 % in quelle rateali.

(128) P. G. Portino

CORSO DI SPECIALIZZAZIONE IN TELECOMUNICAZIONI

Presso l'Istituto Superiore delle Poste e delle Telecomunicazioni in Roma avrà inizio, in data 29 novembre 1952, il Corso di specializzazione in telecomunicazioni avente grado universitario ai sensi del Decreto n. 2483 del 19 agosto 1923.

Tale Corso — al quale potranno essere ammessi come allievi i laureati in ingegneria — avrà la durata di un anno accademico, e comprenderà due sezioni: Telefonia e Radiocomunicazioni.

A ciascuna di esse corrisponderanno, ordinatamente, i seguenti insegnamenti:

A) SEZIONE TELEFONIA

I - *Materie fondamentali*:

1) Complementi di analisi matematica: Prof. dott. Mauro Picone, ordinario nell'Università di Roma.
2) Teoria delle comunicazioni elettriche: Prof. ing. Algeri Marino, ordin. Università di Roma.
3) Teoria dei circuiti e delle trasmissioni: Prof. ing. Andrea Ferrari-Toniolo dell'Istituto Superiore P. T.
4) Onde elettromagnetiche e loro propagazione: Prof. dott. Dario Graffi, ordin. Università di Bologna.
5) Telefonia urbana e interurbana: Prof. ing. Francesco Lucantonio dell'Azienda Telefoni Stato.
6) Misure elettriche: Prof. ing. Giulio Battistini, ordin. Università di Pisa.
7) Tubi elettronici e loro applicazioni ai circuiti: Prof. ing. Ugo Tiberio, incaricato Università di Pisa.

II - *Materie complementari* (corsi trimestrali):

1) Telegrafia: Dott. ing. Mario Bonacci, dell'Istituto Superiore P. T.
2) Linee e cavi: Dott. ing. Augusto Bigi, dell'Istituto Superiore P. T.
3) Materie giuridiche: Dott. Vincenzo Insinna, dell'Istituto Superiore P. T.
4) Lingua inglese: Dott. Giorgio Shenker.

B) SEZIONE RADIOCOMUNICAZIONI

I - *Materie fondamentali*:

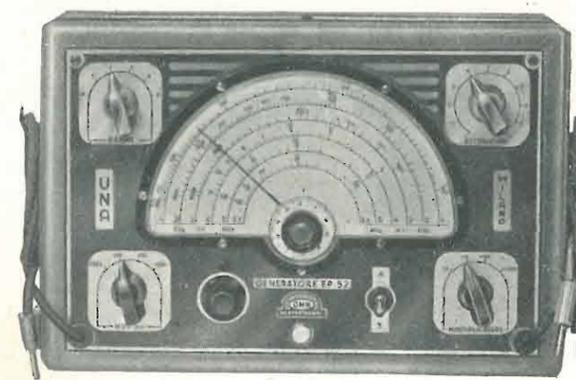
1) Complementi di analisi matematica: Prof. dott. Mauro Picone, ordin. Università di Roma.
2) Radiotecnica generale e impianti interni R. T.: Prof. dott. Alfredo Sabbatini, dell'Istituto Superiore P. T.
3) Teoria e tecnica delle antenne: Prof. ing. Vittorio Gori, ordin. Università di Bologna.
4) Onde elettromagnetiche e loro propagazione: Prof. dott. Dario Graffi, ordin. Università di Bologna.
5) Misure elettriche: Prof. dott. Giulio Battistini, ordin. Università di Pisa.
6) Elettronica generale: Prof. ing. Giuseppe Francini, incaric. Università di Bologna.

II - *Materie complementari* (corsi trimestrali):

1) Telegrafia e telefonia: Dott. ing. Mario Bonacci, Istituto Sup. P. T.
2) Materie giuridiche: Dott. Vincenzo Insinna, Istituto Sup. P. T.
3) Lingua inglese: Dott. Giorgio Shenker.

Oltre alle materie di cui sopra, saranno possibilmente svolti cicli di conferenze su argomenti specializzati da affidare a personalità di chiara fama scientifica o tecnica.

Agli allievi che abbiano frequentato regolarmente i Corsi e che superino l'esame in tutte le materie fondamentali — oltre ad uno sulle materie complementari (opportunamente raggruppate) — sarà conferito *un diploma d'ingegnere specializzato* in telegrafia e telefonia.

Questo diploma di specializzazione è, a parità di altre condizioni, titolo di preferenza per i concorsi ai posti di ingegnere nell'Amministrazione delle Poste e delle Telecomunicazioni.

(132)

Imca Radio
ALESSANDRIA
III° PROGRAMMA
Pangamma AM/FM
un atlante musicale

SEB

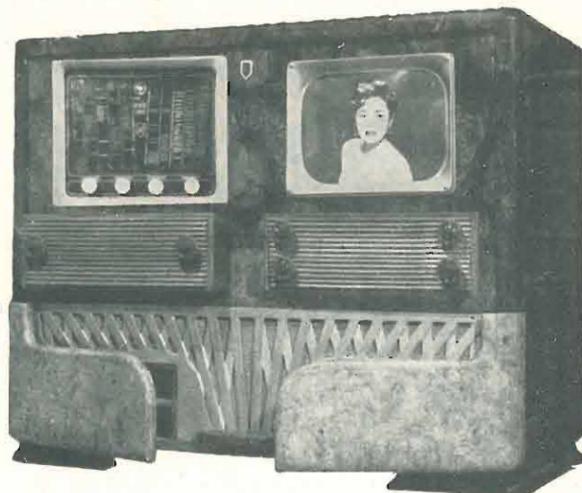
TELEVISORI ANSALDO LORENZ

TELEVISORE RADIOFONO

Televisore come il miget completato da un potente radioricevitore 7 valvole con occhio magico 6 campi d'onda. - Complesso fonografico a 3 velocità, a richiesta viene fornito con giradischi a cambio automatico. - Lussuoso mobile in radiche pregiate di modello depositato. **Prezzo L. 500.000 + T.R.**

TELEVISORE SOPRAMOBILE

Quanto di più perfetto per chiarezza, nitidezza di ricezione, possa offrire la tecnica italiana ed estera. - Stabilità di immagine ottenuta mediante dispositivo speciale. - Massima facilità di regolazione. - Lussuoso mobile di modello depositato completo di maschera parabolica di protezione in esecuzione di pregiata radica chiara o scura. - Quadrante visivo di 14 o 17 pollici.

Prezzo 17 pollici L. 260.000 + T.R. - 14 pollici L. 250.000 + T.R.

SCONTO AI RIVENDITORI

Scatole montaggio e tutto il materiale per TV - Mobili - Mascherine - Tubi 14/17/20" Condensatori tropicali e ceramici - Elettrolitici - Valvole di tutte le serie, ecc. RICHIEDERE I NOSTRI LISTINI

PRODUZIONE A.L.I. 1952/53

Novità per Radiotecnici

Il nuovo ricevitore ANSALDO LORENZ MIGNON

Mobiletto in radica ing. 13x18x27
Il piccolo potente apparecchio 5 V. onde medie e corte: nuova creazione pari, per limpidezza e potenza di voce ai migliori grandi apparecchi.

PREZZO DI PROPAGANDA
L. 27.500

SCONTO AI RIVENDITORI

Sens. 1000 xV
L. 8.000

Sens. 10000 xV
L. 12.000

SUPER ANALIZZATORE

Sens. 20.000 Ohm xV
misure sino 50 Megaohm
L. 18.000

Sens. 10.000 Ohm xV
L. 12.000

TESTER PROVAVALVOLE

per tutti i tipi di valvole

Sens. 4000 xV
L 23.000

Sens. 10000 xV
L. 30.000

RICHIEDERE I NOSTRI LISTINI CON DATI TECNICI

Per gli strumenti, prezzi netti per rivenditori grossisti

S. A. **A.L.I.**

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI — Fabbrica Apparecchi e Materiali Radio-Televisivi

ANSALDO LORENZ INVICTUS

MILANO - Via Lecco 16 - Tel. 21.816

RADIOPRODOTTI STRUMENTI DI MISURA

Analizzatori - Altoparlanti - Condensatori - Gruppi - Mobili - Oscillatori - Provavalvole - Scale parlanti - Scatole di montaggio - Telai - Trasformatori - Tester - Variabili - Viti - Zoccoli, ecc. — I migliori prezzi - Listini gratis a richiesta

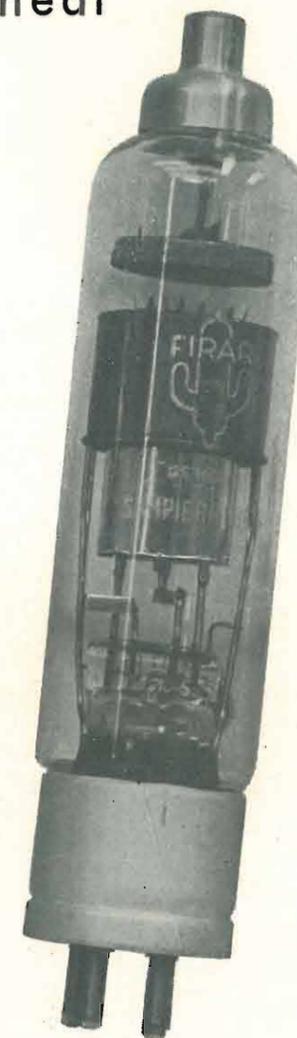
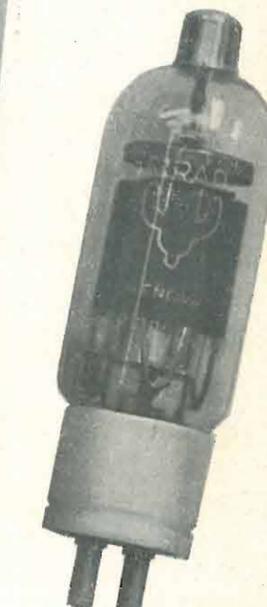
---

...i gioielli della più recente produzione **FIRAR**

DIODI E THYRATRON A GAS

da 2,5 a 15 A medi

JAN 6 C

JAN 4 B 24

JAN C 6 J/A

JAN C 3 J/A

ALTRE COSTRUZIONI DELLA F. I. R. A. R.:

Ampolle raddrizzatrici in vetro a catodo di mercurio da 15 a 630 A * Tubi e valvole a vuoto spinto per apparecchi a raggi "X„ * Raddrizzatori a vapori di Hg di qualunque tipo e potenza * Complessi elettronici "Varelettron„ per la regolazione e per la stabilizzazione della velocità di motori a corrente continua * Alimentatori a controllo elettronico per regolazione o stabilizzazione di tensione o frequenza

F. I. R. A. R.

FABBRICA ITALIANA RADDRIZZATORI APPARECCHI RADIOLOGICI

Via Carpaneto 4 - Tel. 451.051 (4 linee) - **GENOVA SAMPIERDARENA** - Teleg. Raddrizzatori - Genova

UFFICIO DI MILANO	UFFICIO DI ROMA	AGENZIE IN ITALIA	AGENZIE ALL'ESTERO
P.za Guastalla 15 - Tel. 794.574 Teleg. Firarmil - Milano	V.le delle Milizie 1 - Tel. 375.176	Bari - Bologna - Bolzano - Firenze Genova - Milano - Napoli - Padova Palermo - Roma - Torino - Trieste	Barcellona - Amsterdam - Buenos Aires Eiserfeld (Germania) - Montevideo - Parigi - S. Paolo - Zurigo - Washinghton

Con i tipi della ILTE - Industria Libraria Tipografica Editrice - Stabilimenti di Corso Bramante, 20 - Torino

LCC LCC LCC LCC LCC LCC

CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO D'ALTA QUALITÀ

Per soddisfare ai severi collaudi meccanici e termodinamici a cui vengono sottoposti i condensatori nelle apparecchiature elettroniche moderne in continua contesa con spazio e peso, ed in pari tempo alle prestazioni elettriche «sine qua non» d'impiego, vi presentiamo questa nuova serie di condensatori a dielettrico ceramico d'alta qualità che costruiamo su licenza L.C.C. (C.ie Gen.le de T.S.F.).

Le eccezionali doti di robustezza e di minimo ingombro che li caratterizzano, assieme alle molteplici forme di esecuzione, li rendono atti a tutte le esigenze di montaggio, siano essi impiegati in RICEVITORI, APPARECCHIATURE ELETTRONICHE, TRASMETTITORI di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompatti (vedi in particolare serie ultraminiatura per ricevitori e trasmettitori automatici meteorologici e di telecomando ed equipaggiamenti elettronici per aeromobili).

Le forme normali di esecuzione sono le seguenti: TUBETTO, PASTIGLIA, PIASTRINA, TUBETTO SUBMINIATURA ed ULTRAMINIATURA, TUBETTO REGOLABILE, TUBETTO MULTIPLO, PASSANTE, PIATTO e BICCHIERE. I reofori e le connessioni sono stati studiati per raggiungere un duplice scopo: robustezza meccanica di fissaggio ed autoinduzione minima. Nulla infine è stato trascurato per una migliore duttilità di impiego assieme all'estrema facilità e rapidità di montaggio.
I dielettrici ceramici L.C.C. sono soggetti ad una selezione ed a prove severe prima della costruzione dei condensatori in modo da assicurare al cliente valori di capacità insensibili alle variazioni di frequenza e coefficenti di temperatura precisi e stabili entro ampi intervalli di temperatura.

La tabella sottoriportata riassume le prestazioni dei dielettrici ceramici da noi più usati.

Il tecnico elettronico ha infine a disposizione un componente che sopporta senza danno temperature d'impiego tra — 80°C e + 130°C, con tensioni nominali a scelta tra 820 a 10.000 V (senza limitazione per raggruppamento) e potenze reattive in AF da qualche VAr a 20 kVAr, e soprattutto una gamma di coefficenti di temperatura la cui scelta abbinata a quella di capacità della serie di precisione assicura con efficacia e nel tempo l'allineamento e la taratura di qualsiasi circuito oscillante.

Attiriamo l'attenzione sulla serie TV appositamente studiata per l'impiego negli apparecchi di ricezione televisiva.

Dielettrico	Costante dielettrica	Perdite specifiche in AF 10^{-4}.	Coefficente di temperatura 10^{-6}		IMPIEGO	COLORE DISTINTIVO
M 8	7	2	+ 100	± 60	PIATTI	BIANCO
TM 20	20	2	0	± 60	TUBETTI PRECIS. e PASTIGLIE	ROSSO
TM 30	30	1	— 30	+ 30 — 45	TUBETTI serie normale e serie precisione, TUBETTI per trasmissione piccola potenza, e PIATTI media e grande potenza	MARRONE
TZ 32	35	2	— 80	+ 40 — 60	TUBETTI precisione	VIOLETTO
T 45	45	3	— 470	± 80	PIATTI media e grande potenza	ROSA
TA 65	65	4	— 700	± 200	TUBETTI serie normale e PASTIGLIA	VERDE
T 80	80	4	— 750	+ 110 — 160	TUBETTI serie normale e precisione, trasmissione piccola potenza, PIATTI e BICCHIERI media e grande potenza	VERDE
TB 2.000	2400	150			SUBMINIATURE	BLEU
TB 5.800	5800	200			SUBMINIATURE e ULTRAMINIATURE	BLEU

Fabbrica Italiana Condensatori S. p. A.
Via Derganino, 18 - 20 • MILANO • Telef. 97.00.77 - 97.01.14